DIA ICATIONS

วิทยานิพนธ์ ...ศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ...
วิศวกรรมไฟฟ้า ...
...
...
...

เลขหมู่
เลขทะเบียน 13122
วัน, เดือน, ปี -4.ค.2532

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
แบบฟอร์มการให้คะแนนการสอบวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประยุกต์ใช้งานโอทีเอ
(OTA Application)

ชื่อนักศึกษา นายปราโมทย์ วาดเขียน **เลขประจำตัว** 29126-023
หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต **สาขาวิชา** วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ	ผลการสอบ
ผศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์		ดี
รศ.ดร.สิทธิชัย วิภาคยอุดม		ดี
รศ.ดร.วิยธิน เปรมปราพีร์ชัย		ดี
รศ.ดร.สมเกียรติ ศุภเดช		ดี

วัน/เดือน/ปีที่สอบ 18 พฤษภาคม 2532 **เวลา** 10.00 น. **สถานที่** ห้อง T-202

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(.....)

วันที่ 22 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2532

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ใช้งาน OTA

OTA APPLICATIONS

ปราโมทย์ วาดเขียน

PRAMOTE WARDKIEN

อาจารย์ที่ปรึกษา

วิวัฒน์ กิรานนท์ D.ENG.

ADVISOR

WIWAT KIRANON D.ENG.

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2531

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ		II
Abstract		III
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	Operational Transconductance Amplifier (OTA)	4
บทที่ 3	ไจเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้	13
บทที่ 4	การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA	26
บทที่ 5	วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ OTA	42
บทที่ 6	วงจรทวีความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าโดยใช้ (OTA)	56
บทที่ 7	วงจรแปลงสัญญาณความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้าซึ่งมีการกระเพื่อมต่ำ	68
บทที่ 8	การประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส	82
บทที่ 9	สรุปและวิจารณ์	93
กิตติกรรมประกาศ		96
เอกสารอ้างอิง		97
ภาคผนวก ก.	ข้อมูล OTA เบอร์ 3080	101
ภาคผนวก ข.	ข้อมูล อนาลอกสวิทช์ เบอร์ 4066	105
ภาคผนวก ค.	บทความการประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นเรื่องของการนำ Operational Transconductance Amplifier (OTA) ไปประยุกต์ใช้งานประกอบเป็นวงจรในลักษณะต่าง ๆ คือได้เสนอถึงกระบวนการ การนำ OTA ไปสร้างเป็นวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่เราเรียกว่า "Unidirectional inductors", วงจรไจเรเตอร์, วงจรคูณสัญญาณ, วงจรเครื่องวัดความถี่, วงจรทวีความถี่ 3 เท่า และท้ายสุดก็เป็นการนำ OTA ไปใช้งานร่วมกับวงจรสายพานกระแสเพื่อสร้างเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ และวงจรอิมมีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้ก็คือทำให้วงจรต่าง ๆ ที่ประยุกต์ใช้ OTA มาร่วมทำงานนี้มีลักษณะง่ายขึ้น หรือใช้จำนวนอุปกรณ์ที่มาประกอบวงจรเหล่านี้น้อยลง เมื่อเปรียบเทียบกับการสร้างวงจรต่าง ๆ เหล่านี้ด้วยอุปกรณ์แอคทีฟชนิดอื่น นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรที่ใช้ OTA ยังมีข้อได้เปรียบเนื่องจากมีความยืดหยุ่น (Flexibility) ในการปรับค่าบางค่าที่ต้องการได้โดยวิธีการทางอิเลกทรอนิกส์ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของวงจร ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยการใช้ OTA แบบต่าง ๆ ดังกล่าวมาแล้ว ว่าทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎีอย่างน่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Abstract

This thesis considers the utilization of Operational Transconductance Amplifier (OTA) in several applications. OTA is used the circuit design of a new type of simulated inductance called "Unidirectional inductors", gyrators , voltage multipliers frequency meters , frequency tripler and , finally , impedance invertor and convertor in conjunction with current conveyor circuits. The treatment of these circuits becomes much simpler and the number of element are much less than circuits designed by other active elements. The use of OTA also allows flexibility in changing the value of some parameters electronically. Experimental results are presented to demonstrate the efficiency of these circuit and give a good characteristics same as theoretical performance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1-1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันการออกแบบวงจร โดยใช้อุปกรณ์ประเภทแอคทีฟนับได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างมากต่อความเจริญก้าวหน้าทางด้านอิเลกทรอนิกส์ เพราะวงจรแอคทีฟนั้นสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (IC:Integrated CCT) ทำให้ลดขนาดของอุปกรณ์ และประหยัดค่าใช้จ่ายลงไปได้เป็นอย่างมาก ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางด้านวงจรรวม ได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วก่อให้เกิดวงจรรวมแบบต่าง ๆ ขึ้นอย่างมากมาย และการนำเอาวงจรรวมที่มีอยู่แล้วเหล่านี้ไปใช้งานให้เกิดประโยชน์สูงสุด เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวาง ดังจะเห็นได้จากเอกสาร และบทความต่าง ๆ โดยทั่วไป [1]-[9]

จากแนวปรารภดังกล่าว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้กล่าวถึงแนวทาง และการวิจัยออกแบบสร้างวงจรต่าง ๆ โดยใช้อุปกรณ์ IC ที่เรียกว่า " Operational Transconductance " หรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่า OTA เป็นอุปกรณ์หลัก ซึ่ง OTA นี้เป็นวงจรรวมที่ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดกระแสไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (Voltage Controlled Current Source) แม้ว่า OTA จะเป็น IC ที่ถูกสร้างขึ้นมานานแล้วก็ตาม แต่การนำเอา OTA ไปประยุกต์ใช้งานเมื่อเปรียบเทียบกับ OP-AMP แล้วยังนับว่าอยู่ในวงที่จำกัด โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงการอิเลกทรอนิกส์เมืองไทย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้กล่าวถึงการศึกษาคุณสมบัติของ OTA โดยสังเขป และจะมุ่งไปในเรื่องการนำเอา OTA ไปประยุกต์ใช้งานในวงจรต่าง ๆ ซึ่งจะได้กล่าวถึงกันต่อไป

1-2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษา และพัฒนาการออกแบบวงจรต่างๆ โดยใช้ OTA โดยจะมุ่งเน้นหนักไปในการนำ OTA ไปสร้างเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ต่าง ๆ กันซึ่งข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจรก็แตกต่างกันออกไป เช่น บางวงจรที่ได้ออกแบบค้นคว้าขึ้นก็ทำให้จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้มีจำนวนน้อยลง เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรที่ทำหน้าที่เหมือนกันที่มีอยู่เดิม หรือวงจร

เดิมอาจสร้างมาจากอุปกรณ์แอคทีฟประเภทอื่น ๆ ดังนี้เป็นต้น

ข้อดีประการหนึ่งของ OTA ก็คือ เราสามารถปรับอัตราการควบคุมกระแสเอาท์พุทของ OTA ได้ง่ายจึงทำให้วงจรที่เราสร้างขึ้นมีความยืดหยุ่น (Flexsibility) ในการที่จะปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้

1-3 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 9 บท โดยบทที่ 1 นี้จะเป็นเรื่องเกี่ยวกับการกล่าวนำ และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทอื่น ๆ จะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้คือ

- **บทที่ 2** กล่าวถึงคุณสมบัติ และโครงสร้างของวงจร OTA ซึ่งสร้างเป็นวงจรรวม IC พร้อมทั้งวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างศักดาไฟฟ้าอินพุท และกระแสเอาท์พุทโดยสังเขป ตลอดถึงการแนะนำสัญลักษณ์แบบต่าง ๆ ที่ใช้แทนตัว OTA

- **บทที่ 3** เป็นเรื่องของการสร้างไจเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้โดยใช้ OTA ซึ่งรูปแบบของวงจรเบื้องต้นจะมีลักษณะง่าย ๆ ใช้ OTA 2 ตัว ทำงานร่วมกันวงจรนี้มีข้อดีที่สามารถปรับอัตราการไจเรชันได้ด้วยวิธีการทางอิเลกทรอนิกส์ และในตอนท้ายของบทนี้ได้กล่าวถึงการลดอิทธิพลของอุณหภูมิของวงจรที่สร้างขึ้นมา

- **บทที่ 4** มีเนื้อหาเกี่ยวกับการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำที่เราสร้างขึ้นมานี้ จะมีการไหลของกระแสเข้าออกที่ขั้ว ขั้วเดียวของขดลวดเหนี่ยวนำส่วนอีกขั้วที่เหลือจะไม่มีกระแสไหลเข้าออก ซึ่งการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้คิดขึ้นมานี้สามารถนำไปใช้ได้เป็นทั้งขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ และขดลวดเหนี่ยวนำที่ลอยตัวเมื่อต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และยังอาจสามารถนำเอาขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่นี้ ไปประกอบกันสร้างเป็นขดลวดเหนี่ยวนำลอยตัวแบบธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **บทที่ 5** เป็นการเสนอผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรคูณสัญญาณที่มีการลดผลของอุณหภูมิ ซึ่งสามารถ

ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณได้ โดยที่วงจรที่สร้างขึ้นมามีทั้งแบบที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่เป็น OTA เพียงอย่างเดียว และ OTA ร่วมกับ OP-AMP ซึ่งได้แสดงให้เห็นถึงการปรับปรุงวงจรให้มีประสิทธิภาพขึ้นตามลำดับ และการออกแบบวงจรนี้ผลของอุณหภูมิถูกกำจัดออกไปได้โดยสิ้นเชิง

- **บทที่ 6** จะกล่าวถึงวงจรทวีความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่า ในวงจรเดียวกัน ซึ่งวงจรทวีความถี่ 2 เท่า จะใช้ OTA เพียงตัวเดียว ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการที่เรานำเอาวงจรคูณสัญญาณมาสร้างเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่า แล้วจะเห็นได้ว่าวงจรทวีความถี่ที่ได้เสนอจะประหยัดกว่า และนอกจากนี้แล้วเรายังสามารถสร้างวงจรทวีความถี่ 3 เท่า ได้ด้วย OTA เพียง 3 ตัว

- **บทที่ 7** เป็นเรื่องเกี่ยวกับวงจรเครื่องวัดความถี่ที่มีการกระเพื่อมของเอาท์พุทต่ำ สำหรับในบทนี้นอกจากจะเป็นการแสดงให้เห็นถึงการนำ OTA ไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะของเครื่องมือวัด ซึ่งการวัดความถี่ด้วยวิธีนี้เป็นวิธีการใหม่ โดยวิธีการของเราจะอาศัยการถ่ายเทประจุไฟฟ้า และวงจรมีลักษณะเป็นระบบการสุ่มสัญญาณป้อนกลับ (Sample Close Loop Feedback System)

- **บทที่ 8** เป็นการเสนอการประยุกต์ใช้งานของ OTA ในอีกรูปแบบหนึ่งโดยใช้ OTA ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท และ 4 พอร์ท ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะทำให้ประหยัดชุดวงจรสายพานกระแสลงไปได้ เมื่อเปรียบเทียบกับการที่เราจะต้องใช้ชุดวงจรสายพานกระแสแต่เพียงอย่างเดียวในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ นอกจากนี้แล้วค่าความเหนี่ยวนำที่ถูกเลียนแบบขึ้นมาด้วยวิธีการใช้ OTA ร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแสยังสามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำได้ด้วยวิธีการทางอิเลกทรอนิกส์อีกด้วย

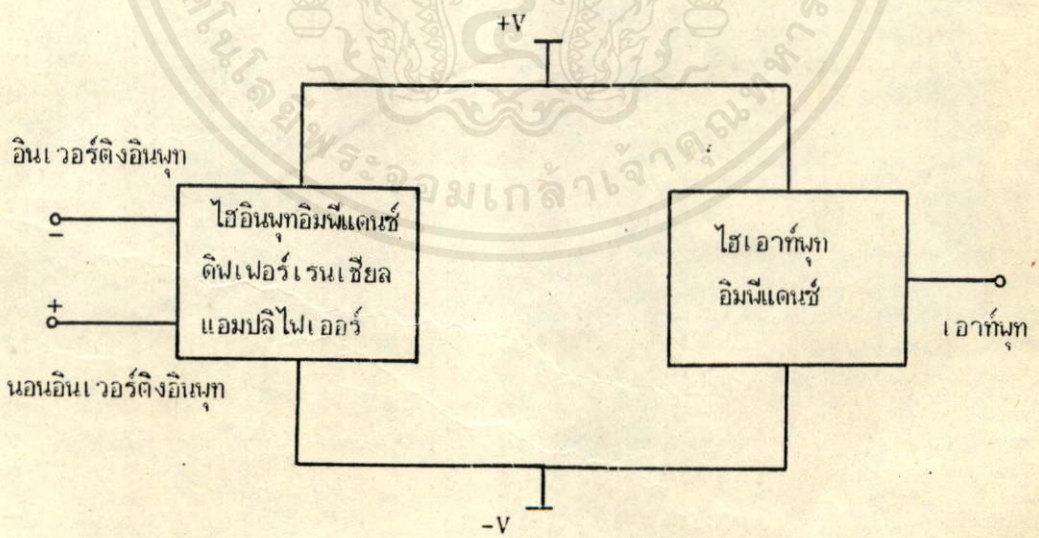
- **บทที่ 9** เป็นการสรุปและวิจารณ์ผลงานของวิทยานิพนธ์ รวมทั้งการเสนอแนะแนวทางสำหรับผู้ที่สนใจจะศึกษาเรื่องเหล่านี้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

Operational Transconductance Amplifier (OTA)

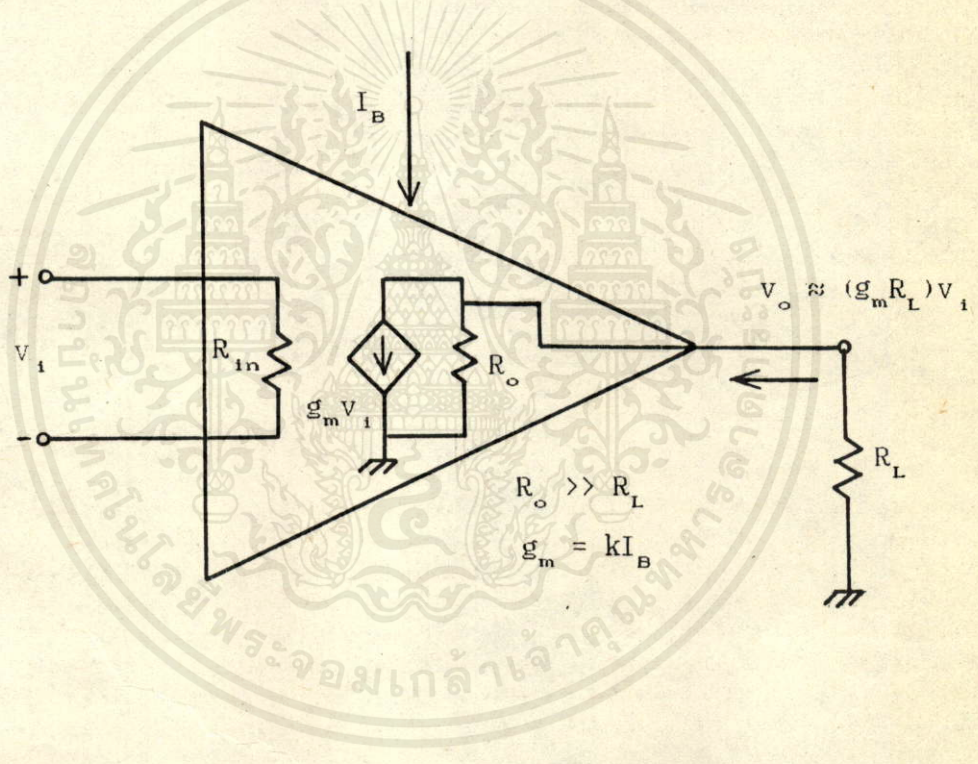
OTA เป็นอุปกรณ์อิเลกทรอนิกส์ชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าที่อินพุท ให้เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่เอาท์พุท หรือที่เรียกเป็นภาษาในทางอิเลกทรอนิกส์ว่า " โวลท์เตจ คอนโทรล เคอร์เรนท์ ซอร์ส " (Voltage Controlled Current Source :VCCS) อัตราการเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าไปเป็นค่ากระแสไฟฟ้านี้มีชื่อเฉพาะว่า **ค่าทรานสคอนดัคแตนซ์** (**Transconductance** :g_m) OTA โดยทั่วไปสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำในรูปแบบของวงจรรวม (IC) และมีคุณสมบัติขั้นพื้นฐานดังต่อไปนี้คือ มีค่าอินพุท และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูง มีค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ (g_m) ที่สามารถควบคุมได้โดยการไบอัสกระแสจากภายนอก บลอกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างง่าย ๆ ของ OTA มีดังแสดงในรูป 2-1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2-1 บลอกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OTA

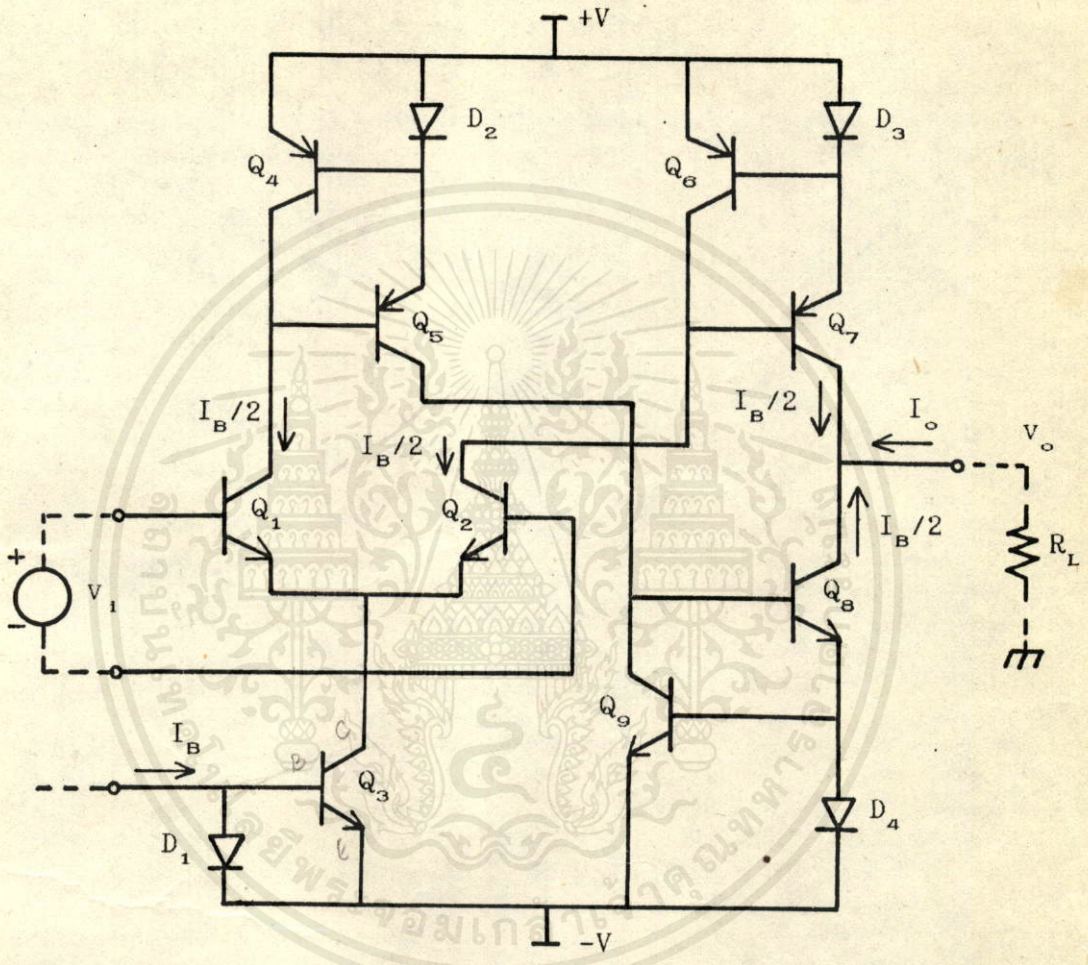
เนื่องจากภาคอินพุทของ OTA มีโครงสร้างเป็น ดิฟเฟอร์เรนเชียล - แอมปลิไฟเออร์ (Differrential Amplifier) ถ้าสัญญาณอินพุทของ OTA มีค่าพอประมาณไม่สูงเกินควร-แล้ว วงจรสมมูลย์ของ OTA จะเป็นดังแสดงในรูป 2-2



รูป 2-2 แสดงวงจรสมมูลย์ของ OTA สำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดเล็กพอสมควร

กระแส I_B ที่แสดงไว้ในรูป 2-2 คือกระแสไบอัสที่ใช้ควบคุมค่า ทรานสคอนดัคแตนซ์ (g_m) ของ OTA ซึ่งค่าความสัมพันธ์ระหว่าง g_m และ I_B คือ $g_m = I_B/2V_T$ ซึ่งเราจะได้กล่าวถึงเพิ่มเติมในเนื้อหาต่อไป

เอกสารนี้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-3 แสดงวงจรรวมแบบพื้นฐานแบบหนึ่งของ OTA
ซึ่งให้วงจรสมมูลย์ดังแสดงในรูปที่ 2-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูป 2-3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานเบื้องต้นของ OTA สำหรับการวิเคราะห์วงจรในรูป 2-3 นี้ เราจะตั้งสมมุติฐานว่า ค่าอัตราการขยายกระแส (h_{FE}) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจร

2-3 มีค่าสูงมาก ๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสของคอลเลคเตอร์ และเราจะเริ่มต้นด้วยการสมมุติให้กระแสไบอัสของ OTA และสัญญาณอินพุทมีค่าเท่ากับ I_B และ v_1 ตามลำดับ ดังนั้นถ้าพื้นผิวรอยต่อระหว่างเบสอิมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_3 กับพื้นผิวรอยต่อ PN ของไดโอด D_1 เท่ากันแล้วจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 นี้จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และตามข้อสมมุติฐานที่ว่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เราก็จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 นี้มีค่าเท่ากับ I_B ด้วยและกระแส I_B นี้จะแยกไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ซึ่งถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว เราจะพบว่าถ้า $v_1 = 0$ กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน Q_2 ซึ่งย่อมเท่ากับ $I_B/2$ นั่นเอง กระแสที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 นี้จะมีผลในการสะท้อนกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_4, Q_5, D_2, Q_8, Q_9, D_4, และ Q_6, Q_7, D_3 ไปยังทรานซิสเตอร์ Q_8 และ Q_7 และในกรณีนี้เราก็จะพบว่าจะไม่มีกระแสเอาท์พุทออกมาเลย กล่าวคือ กระแสเอาท์พุทจะมีค่าเป็น 0 นั่นเอง

ต่อไปถ้าเราสมมุติว่าสัญญาณอินพุท v_1 ไม่เป็นศูนย์ สัญญาณนี้ก็จะบังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลคเตอร์ และศักดาไฟฟ้าระหว่างเบสและอิมิเตอร์ (V_{BE}) มีความสัมพันธ์อยู่ในรูปเอกโปเนนเชียลกล่าวคือ

$$I_c = I_s \exp qV_{BE}/mkT \qquad (2\text{-}1)$$

โดยในที่นี้ I_s คือค่ากระแสย้อนกลับอิ่มตัว, $m \approx 1$, k คือค่านิจน์ของโบลท์มาน (Boltzman-constant), q คือค่าของประจุ, T คือค่าอุณหภูมิในหน่วยของศาเคลวิล($^\circ$K) และ kT/q นี้มีค่าเทียบเท่าเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญญลักษน์ V_T โดยจะมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 25 $^\circ$C ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิเตอร์เท่ากัน เราจะได้ว่าค่ากระแสย้อนกลับอิ่มตัว I_s จะมีค่าเท่ากันซึ่งจะเป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ของค่าศักดาไฟฟ้า v_1 กับกระแสที่คอลเลคเตอร์จะเป็นดังต่อไปนี้คือ

$$v_1 = (kT/q)\ln(I_{c1}/I_{c2}) \qquad (2\text{-}2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_{c1} และ I_{c2} เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ตามลำดับเรา จะพบว่าถ้า v_i มีค่าเล็กมาก ๆ (ประมาณเป็นมิลลิโวลท์) แล้วจะได้ $I_{c1} \approx I_{c2} \approx I_B/2$ หรือค่าอัตราส่วน I_{c1}/I_{c2} จะมีค่าเข้าใกล้ 1 โดยอาศัยอนุกรมของเทเลอร์ (Tayler's - Series) เราจะประมาณได้ว่า

$$v_i \approx kT(I_{c1} - I_{c2})/qI_{c2} = kT(I_{c1} - I_{c2})/(qI_B/2) \qquad (2\text{-}3)$$

โดยวงจรสะท้อนกระแสตามรูป 2-2 กระแสผ่านคอลเลคเตอร์ของ Q_7 และ Q_8 คือ I_{c7} และ I_{c8} มีค่าเท่ากับ I_{c2} และ I_{c1} ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อเราแทนค่า I_{c1} และ I_{c2} โดย - I_{c8} และ I_{c7} ลงใน (2-3) แล้วจะได้

$$v_i \approx 2kT(I_{c8} - I_{c7})/qI_B \qquad (2\text{-}4)$$

แต่ตามรูป 2-2 เราจะพบว่าค่าผลต่างของค่ากระแส ($I_{c8} - I_{c7}$) ก็คือค่ากระแสเอาท์พุท I_o นั่นเองดังนั้น จากสมการ (2-4) นี้เราก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุท I_o และศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทเป็นดังนี้

$$v_i = 2kTI_o/qI_B$$

หรือ

$$I_o = I_B v_i/2(kT/q)$$

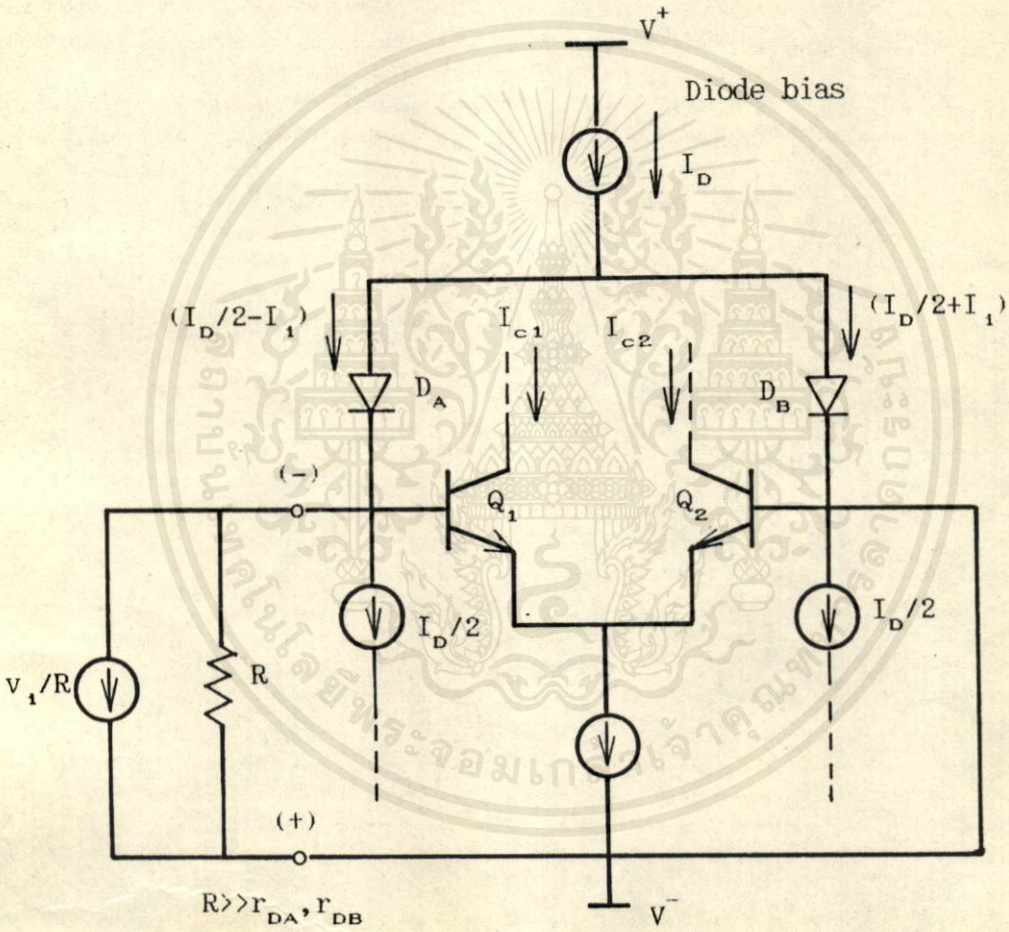
หรือ

$$I_o = g_m v_i \qquad (2\text{-}5)$$

เมื่อ $g_m \equiv qI_B/2kT$ ซึ่งคือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของวงจร OTA นั่นเอง ดังนั้นเราจะพบว่า เราสามารถปรับค่า g_m ได้โดยการปรับค่า I_B สรุปได้ว่าถ้าสัญญาณอินพุทมีค่าน้อยพอควรแล้ว I_{c1}/I_{c2} จะมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุท และกระแสเอาท์พุทของ OTA ดังในสมการ (2-5) กล่าวคือ OTA จะทำงานได้ความสัมพันธ์

ระหว่างอินพุท v_1 และ เอาท์พุท I_o เป็นเชิงเส้น

โดยทั่ว ๆ ไป OP-AMP ในทางอุตสาหกรรมจะใส่ไดโอด เพื่อทำให้การทำงานของ OTA อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นในขณะที่อินพุทมีค่าสูง เพิ่มเข้าไปที่อินพุทของ Q_1 และ Q_2 ดังแสดงในรูป 2-4 หรือที่เรียกกันว่า "Linearizing Diodes" ซึ่งตามปกติธรรมดาวิธีลิเนียร์ไลซ์ก็มีอยู่ด้วยกันหลายวิธีแต่ในที่นี้จะกล่าวแต่เฉพาะวิธี ลิเนียร์ไลซิงไดโอด



รูปที่ 2-4 แสดงการต่อไดโอด เพื่อให้การทำงานของ OTA
อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นสำหรับอินพุทที่มีค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 2-4 โดยอาศัยสมการของเคอร์ชอฟโวลเตจรอบ ๆ เส้นวงปิด

(Loop) ซึ่งมีการจัดเรียงตัวของอุปกรณ์ดังนี้ D_A , Q_1 , Q_2 , และ D_B โดยเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

$$V_{DA} + V_{BE1} = V_{DB} + V_{BE2} \qquad (2\text{-}6)$$

ถ้าพื้นที่รอยต่อระหว่าง เบส-อิมิเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน (D_A และ D_B สร้างมาจาก npn ทรานซิสเตอร์โดยทำการต่อขาเบสกับขาคอลเลคเตอร์เข้าด้วยกัน) จากสมการ (2-2) และ (2-6) เราจะได้ว่า

$$kT[\ln(I_D/2-I_1)/I_{sA} + \ln(I_{c1}/I_{s1})]/q = kT[\ln(I_D/2+I_1)/I_{sB} + \ln(I_{c2}/I_{s2})]/q \qquad (2\text{-}7)$$

จากรูป 2-3 (ถ้ากระแสเบสมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์แล้ว)

$$I_{c1} + I_{c2} = I_B \qquad (2\text{-}8)$$

$$I_{c8} + I_{c7} = I_o \qquad (2\text{-}9)$$

เนื่องจาก $I_{c1} = I_{c8}$ และ $I_{c2} = I_{c7}$ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$I_{c8} = (1/2)(I_B + I_o) \qquad (2\text{-}10)$$

$$I_{c7} = (1/2)(I_B - I_o) \qquad (2\text{-}11)$$

โดยการแทนค่ากระแสต่าง ๆ เหล่านี้ลงไปในสมการ (2-7) และจัดรูปสมการเสียใหม่เราจะได้ว่า

$$(kT/q)\ln[(I_D/2+I_1)/(I_D/2-I_1)] = (kT/q)\ln[(I_B+I_o)/(I_B-I_o)] \qquad (2\text{-}12)$$

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดรูปสมการ (2-12) ลงได้เป็น

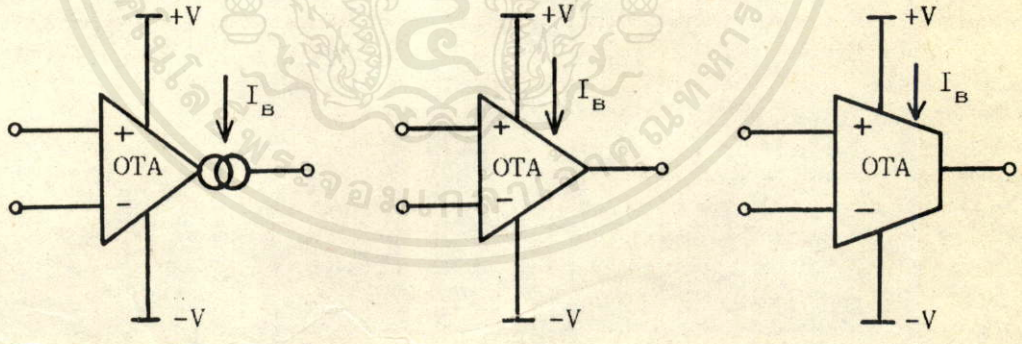
$$I_o = I_1(2I_B)/I_D \qquad (2\text{-}13)$$

หรือในเทอมของค่าศักดาไฟฟ้า

$$V_o = V_1(2I_B/I_D)(R_L/R) \qquad (2\text{-}14)$$

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่าไม่มีการกล่าวถึงขนาดของ I_1 หรือ V_1 แต่ประการใด การใส่ไดโอดเข้ากับส่วนอินพุทของ OTA ทำให้ OTA สามารถทำงานได้ในย่านที่เป็นเชิงเส้นกว้างขึ้น

สัญลักษณ์ของ OTA ที่นิยมใช้กันอยู่มีลักษณะดังแสดงในรูป 2-5



รูปที่ 2-5 แสดงสัญลักษณ์แบบต่าง ๆ ของ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญลักษณ์ของ OTA ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ต่อไปเราจะใช้สัญลักษณ์แบบในรูป 2-5c

สรุป

ตามที่ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของ OTA อย่างคร่าว ๆ มาในหัวข้อข้างต้นแล้ว นับได้ว่า OTA ก็เป็นอุปกรณ์แอคทีฟที่น่าสนใจ โดยที่ความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุท v_1 และค่ากระแสเอาท์พุท I_o จะมีค่าเป็น

$$I_o = g_m V_1$$

และ g_m คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA มีค่าดังนี้

$$g_m = I_B/2V_T$$

และกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสให้แก่ OTA ที่ควบคุมจากภายนอก ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า I_o จะแปรผันโดยตรงกับ I_B ซึ่งคุณสมบัติพิเศษดังกล่าวเป็นสิ่งที่มีประโยชน์มากในการใช้งาน OTA แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาที่น่ากล่าวถึงก็คือ อิทธิพลของอุณหภูมิที่ติดอยู่ในเทอม V_T เป็นสิ่งที่นักออกแบบวงจรพึงระมัดระวัง ในการนำ OTA ไปใช้งานในสภาวะที่มีการแปรปรวนของอุณหภูมิสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ไจเรเตอร์ชนิดปรับค่าได้

3-1 กล่าวนำ

จากนี้ต่อไปจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งาน OTA ในรูปแบบต่าง ๆ ในตอนแรกนี้จะเริ่มด้วยการนำเอา OTA ไปใช้สร้างวงจรสองพอร์ท (Two-port Circuit)ที่มีคุณสมบัติเป็นไจเรเตอร์ (Gyrators) ซึ่งไจเรเตอร์นี้ ตามธรรมดาจะปฏิบัติตัวเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ (Impedance Inverters) จึงสามารถใช้ร่วมกับตัวเก็บประจุมาเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้ ซึ่งมีประโยชน์อย่างยิ่งในการสร้างวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ที่ปราศจากขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductorless Active Filters) [11] นอกจากนี้การนำเอา OTA มาสร้างเป็นไจเรเตอร์นั้น เราสามารถที่จะปรับค่าอัตราการไจเรชัน (Gyration Ratio) ได้โดยวิธีการทางอิเลกทรอนิกส์ ซึ่งมีประโยชน์มากในการที่เราจะปรับค่าอิมพีแดนซ์ที่เราอินเวอร์ตออกมาได้ อย่างไรก็ดีเนื่องจากอุณหภูมิจะมีอิทธิพลต่อค่า ทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA อยู่บ้างเราจึงได้เสนอวงจรไจเรเตอร์ที่ได้รับการปรับปรุง เพื่อขจัดอิทธิพลของอุณหภูมิออกไปได้ แล้ววงจรนี้ยังสามารถใช้ทำหน้าที่เป็นได้ทั้งวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ และวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งชนิดบวก และชนิดลบได้ด้วย

3-2 วงจรไจเรเตอร์เบื้องต้นที่ใช้ OTA

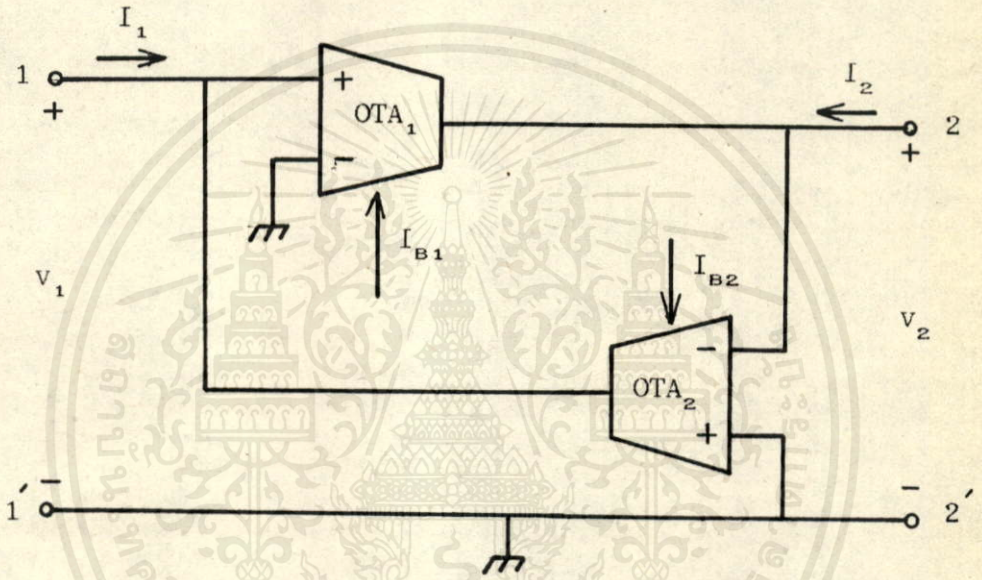
เป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรไจเรเตอร์นั้นมีคุณสมบัติที่ให้ทรานสมิชชันเมตริกซ์ (Transmission Matrix) อยู่ในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & k_1(s) \\ k_2(s) & 0 \end{bmatrix} \qquad (3\text{-}1)$$

ซึ่งในที่นี้ $k_1(s)$ และ $k_2(s)$ คือสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชันซึ่งเป็นได้ทั้งเลขจริง หรือเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของความถี่ผสม s หรือ s^{-1} ก็ได้

วงจรในรูป 3-1 เป็นวงจรหนึ่งซึ่งให้ทรานสมิสชันเมตริกซ์อยู่ในรูปของสมการ (3-1) ดังนั้นวงจรนี้จึงปฏิบัติตัวเป็นวงจรไจเรเตอร์แบบหนึ่ง



รูปที่ 3-1 วงจรไจเรเตอร์ที่ยังไม่มีการชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิ

โดยมีค่าทรานสมิชชันเมตริกซ์ของไจเรเตอร์ดังนี้

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 1/g_{m1} \\ g_{m2} & 0 \end{bmatrix} \qquad (3\text{-}2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

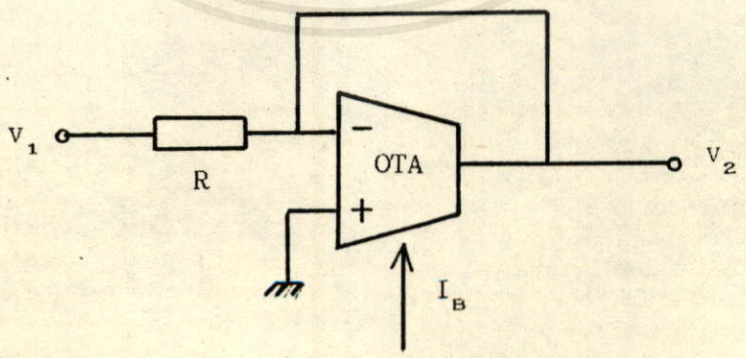
โดยในที่นี้ค่า g_{m1} และ g_{m2} คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ เนื่องจากค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA สามารถปรับได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B กล่าวคือ

$$g_m = I_B/2V_T \qquad (3-3)$$

โดยที่ V_T คือ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ (Thermal Voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mv ที่ 25 °C ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชันได้ โดยการปรับค่า I_B ของ OTA ในวงจรตามรูป 3-1 นั้น

3-3 วงจรไจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

จากหัวข้อ 3-2 เราได้พิจารณาวงจรไจเรเตอร์แบบง่ายๆ ที่ใช้ OTA เพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่จากสมการ (3-2) และ (3-3) จะพบว่า สัมประสิทธิ์ของอัตราการไจเรชันของวงจร มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิอยู่ ดังนั้นเราจึงหาวิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมินั้น และได้เพิ่มเติมส่วนประกอบที่สำคัญในการลดผลของอุณหภูมิลงไป ซึ่งส่วนประกอบที่สำคัญนี้แสดงไว้ในรูป 3-2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-2 แสดงวงจรส่วนสำคัญในการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

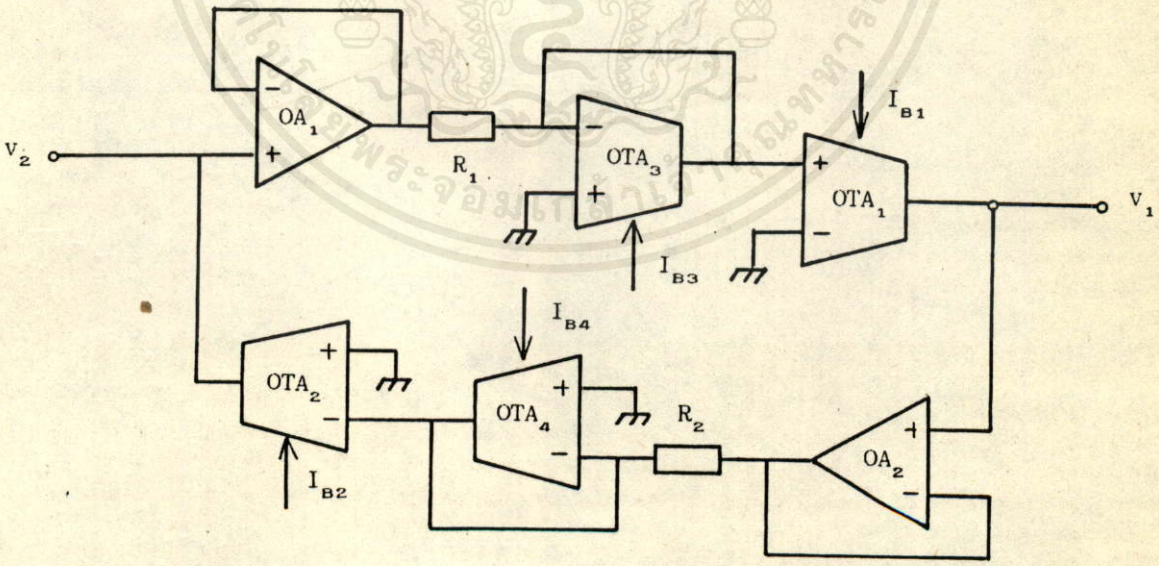
เมื่อพิจารณาวงจรรูป 3-2 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_2/V_1 = 1/(1 + g_m R) \qquad (3\text{-}4)$$

โดยที่เมื่อให้ $g_m R >> 1$ แล้ววงจรจะทำหน้าที่คล้ายกับเป็นตัวลดทอนสัญญาณที่แปรผันโดยตรงกับอุณหภูมิดังแสดงในสมการ (3-5)

$$V_2/V_1 \approx 2V_T/I_B R \qquad (3\text{-}5)$$

ดังนั้นวงจรตามรูป 3-2 จึงเป็นวงจรที่จะใช้ช่วยทำการลดอิทธิพลของอุณหภูมิของวงจรไจเรเตอร์ตามหัวข้อ 3-2 ได้ ซึ่งเมื่อเราใช้วงจรดังกล่าวประกอบเข้าไปในวงจรรูป 3-1 ก็จะได้วงจรไจเรเตอร์ซึ่งมีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้ดังในรูป 3-3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-3 วงจรไจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

จากการวิเคราะห์วงจรตามรูป 3-3 โดยใช้เงื่อนไขเช่นเดียวกับสมการ 3-5 คือ $g_{m4}R_2 >> 1$ และ $g_{m3}R_1 >> 1$ แล้วจะทำให้ทรานสมิชชันเมตริกซ์ของวงจร 3-3 มีค่าเป็น

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & g_{m3}R_1/g_{m1} \\ g_{m2}/g_{m4}R_2 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3-6)$$

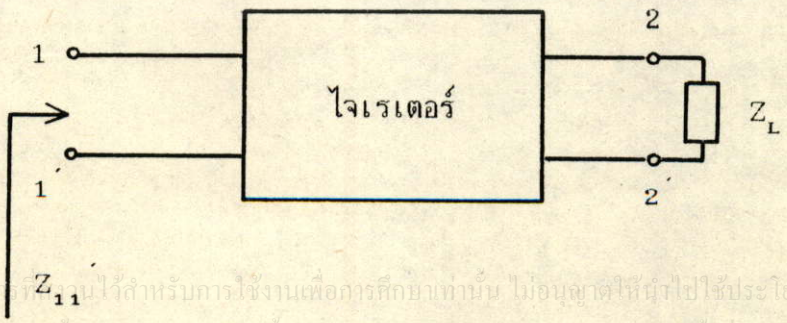
หรือ

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & I_{B3}R_1/I_{B1} \\ I_{B2}/I_{B4}R_2 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3-7)$$

สมการ (3-7) จะพบว่าเราสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิออกไปได้ตามต้องการ

3-4 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

ถ้าเราพิจารณาวงจรในรูป 3-1 เป็นวงจรสองพอร์ทที่แสดงได้ด้วย แบลคบอกซ์ (Black Box) โดยที่เราเอาค่าอิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ต่อไว้ที่ขั้ว 2-2´ ดังแสดงในรูป 3-4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-4 แสดงแบลคบอกซ์ของไจเรเตอร์ที่ต่ออิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไว้ที่พอร์ท 2-2´

13122

เราจะได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปในพอร์ทที่ 1-1´ มีค่าเป็น

$$Z_{11} = 1/g_{m1}g_{m2}Z_L \qquad (3\text{-}8)$$

และในทำนองเดียวกันถ้าเรานำเอาอิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไปต่อไว้ที่พอร์ท 2-2´ ของวงจรในรูป 3-3 ซึ่งแสดงด้วยแบลคบอกซ์ดังในรูป 3-5

รูปที่ 3-5 แสดงแบลคบอกซ์ของวงจรที่ลดผลของอุณหภูมิ ซึ่งต่ออิมพีแดนซ์ภาระ Z_L ไว้ที่พอร์ท 2-2´

เราจะได้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปยังพอร์ท 1-1´ มีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{11} = I_{B3}I_{B4}R_1R_2/I_{B1}I_{B2}Z_L \qquad (3\text{-}9)$$

เราจะพบว่าถ้าเราคิดว่า Z_L คือตัวภาระ วงจรนี้จะทำหน้าที่เป็นอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ ตามคุณสมบัติของไจเรเตอร์โดยทั่วไป แต่ถ้าใช้ R_2 ต่อเข้าแทน Z_L ที่ขั้ว 2-2′ และใช้ Z_L ต่อแทน R_2 เราจะได้

$$Z_{11} = I_{B3}I_{B4}R_1Z_L/I_{B4}I_{B2}R_2 \qquad (3\text{-}10)$$

ซึ่งเราพบว่าคุณสมบัติของวงจรที่ได้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์

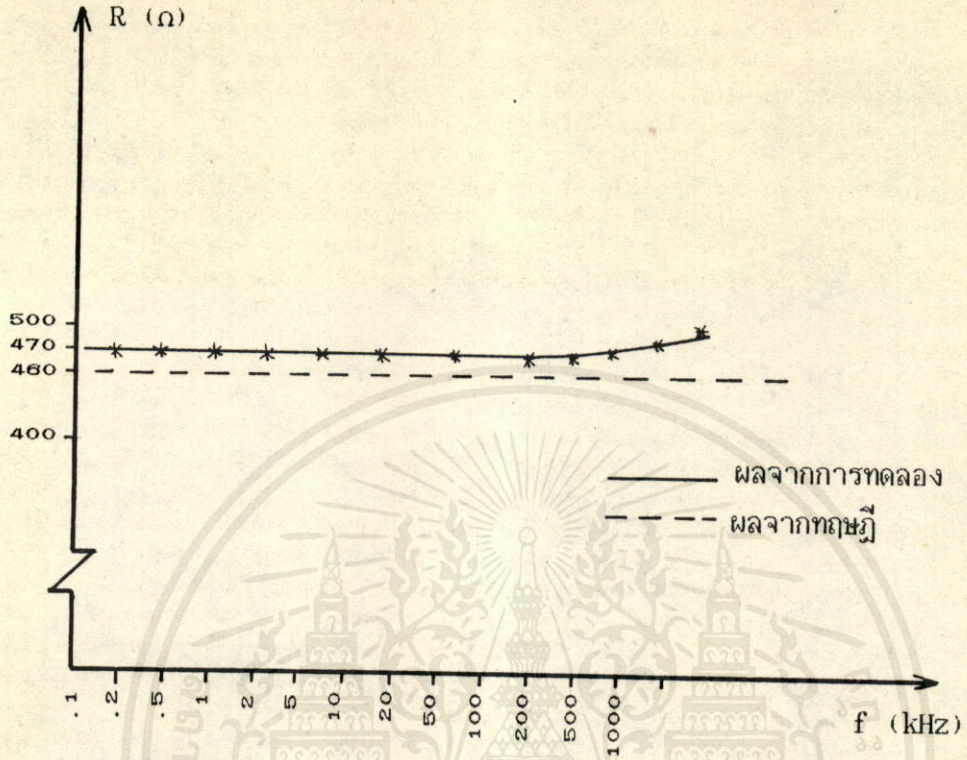
สำหรับในกรณีที่เราต้องการทำให้คุณสมบัติของวงจรทำหน้าที่เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ หรือวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอร์เตอร์ชนิดลบ เราก็สามารถทำได้โดยง่าย โดยการสับเปลี่ยนการต่อขั้วอินพุทของ OTA ตัวใดตัวหนึ่ง เช่นการต่อขั้วบวกของ OTA_1 ลงกราวด์แทนขั้วลบดังนี้เป็นต้น ซึ่งในกรณีดังกล่าวเราจะได้ทรานสมิชชันเมตริกซ์ เป็นดังนี้

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & -I_{B3}R_1/I_{B1} \\ I_{B2}/I_{B4}R_2 & 0 \end{bmatrix} \qquad (3\text{-}11)$$

3-5 ผลการทดลองและสรุปผล

ได้ทำการต่อวงจรตามรูป 3-3 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 ,OP-AMP เบอร์ 741 $R_1 = R_2 = 5\ kH_Z$, $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} = 200\ \mu A$ และต่อตัวภาระ $R_L = 56\ k\Omega$ จะได้ค่าความต้านทานอินพุท ซึ่งมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ดังแสดงในรูป 3-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

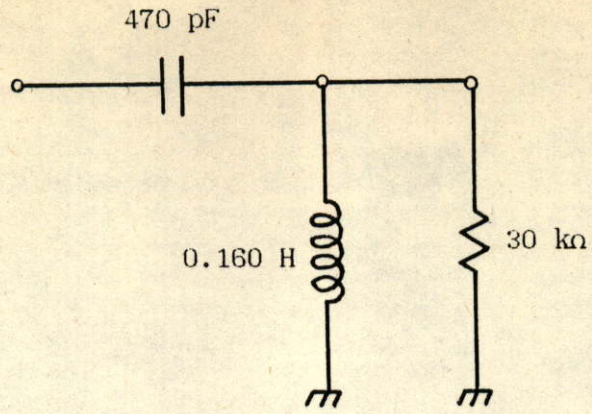


รูปที่ 3-6 ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์

จากผลของการทดลองจะเห็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี

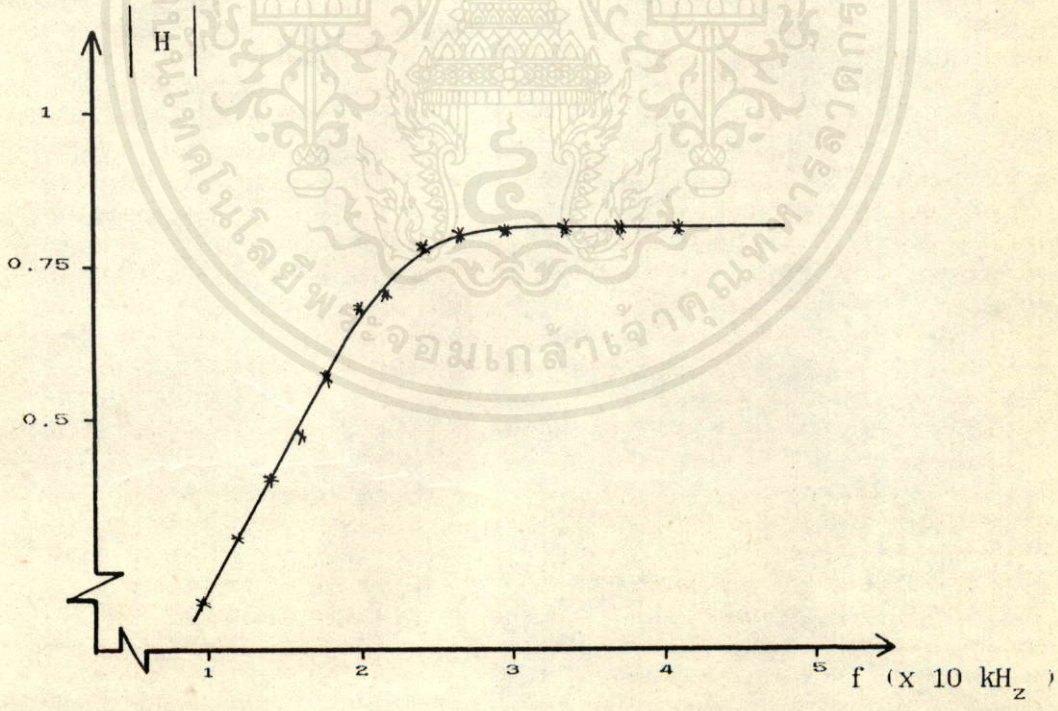
และเพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรของเราสามารถอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ได้จริง จึงได้ทดลองเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำขึ้น โดยใช้วงจรไจเรเตอร์รูป 3-3 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , OP-AMP เบอร์ μA 741 ,$R_1 = R_2 = 1.15$ kΩ , $I_{B1} = 108$ μA , $I_{B2} = 106$ μA , $I_{B3} = 116$ μA , $I_{B4} = 123$ μA และต่อตัวภาระเป็นตัวเก็บประจุขนาด 0.1 μF ซึ่งเราคำนวณค่าความเหนี่ยวนำ L ได้เท่ากับ 0.165 H และทดลองนำขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้จากการเลียนแบบด้วยวิธีการดังกล่าว มาต่อเป็นวงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสองดังในรูป 3-7

ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-7 วงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสอง

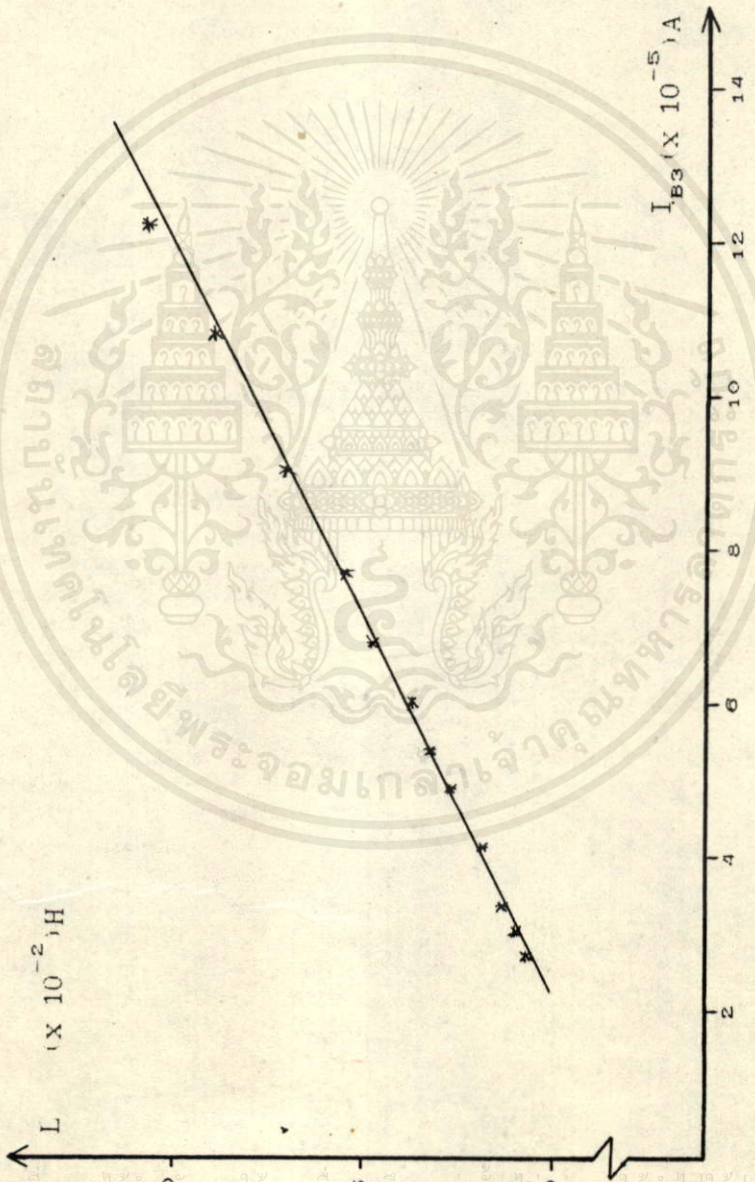
โดยใช้ค่า R = 30 kΩ , C = 470 pF วัดค่าความถี่คัทออฟ (Frequency Cut-off) f_c ได้ 18.18 kH_z ซึ่งถ้าเรานำเอาค่าความถี่คัทออฟที่วัดได้ไปคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ L จะได้ L มีค่าเท่ากับ 0.160 H ซึ่งเราพบว่าค่าเหนี่ยวนำที่ได้จากการคำนวณกับค่าที่ได้จากการวัดมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นการอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรไจเรเตอร์นี้จึงนับว่าได้ผลดีโดยผลการตอบสนองของวงจรไฮพาสฟิลเตอร์แสดงดังในรูป 3-8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-8 ผลการตอบสนองของวงจรไฮพาสฟิลเตอร์อันดับสอง
ระหว่างค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันกับความถี่

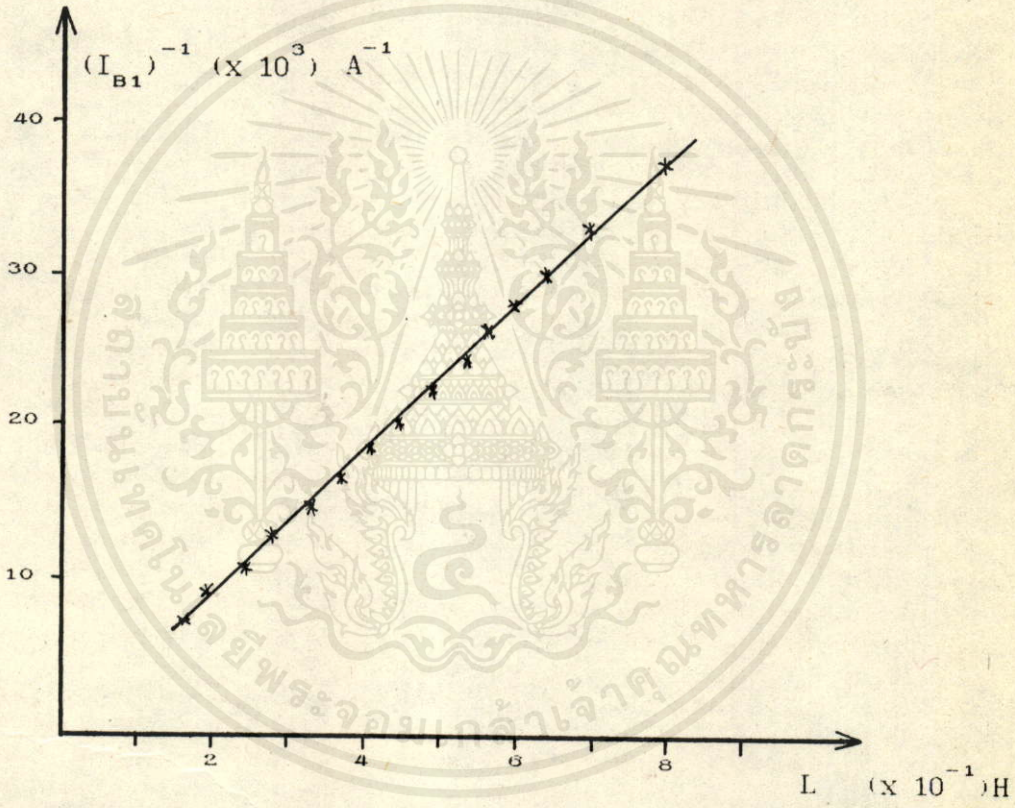
และเพื่อเป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจรไจเรเตอร์ที่สร้างขึ้นมานี้สามารถปรับค่าอัตราการไจเรชันได้ ดังความสัมพันธ์ในสมการ (3-9) ซึ่งถ้าใช้วงจรไจเรเตอร์นี้เลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ก็จะได้อัตราการไจเรชัน หรือในที่นี้ก็คือค่าสัมประสิทธิ์ของความเหนี่ยวนำ L มีค่าเท่ากับ $I_{B3}I_{B4}R_1R_2/I_{B1}I_{B2}$ โดยเราได้ทำการทดลองเปลี่ยนค่า I_{B3} โดยให้ค่าอื่นๆ คงที่ ก็จะได้ความสัมพันธ์ของกราฟ I_{B3} กับ L ดังในรูป 3-9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3-9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ L

ซึ่งกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ L จะเป็นเชิงเส้นตรงตามทฤษฎี นอกจากนี้แล้วเรายังได้ทดลองเปลี่ยนค่า I_{B1} โดยให้ค่าตัวแปรอื่นๆ คงที่ และวัดค่าความเหนี่ยวนำ L ของขดลวด แล้วเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ และ L ก็จะได้กราฟดังในรูป 3-10

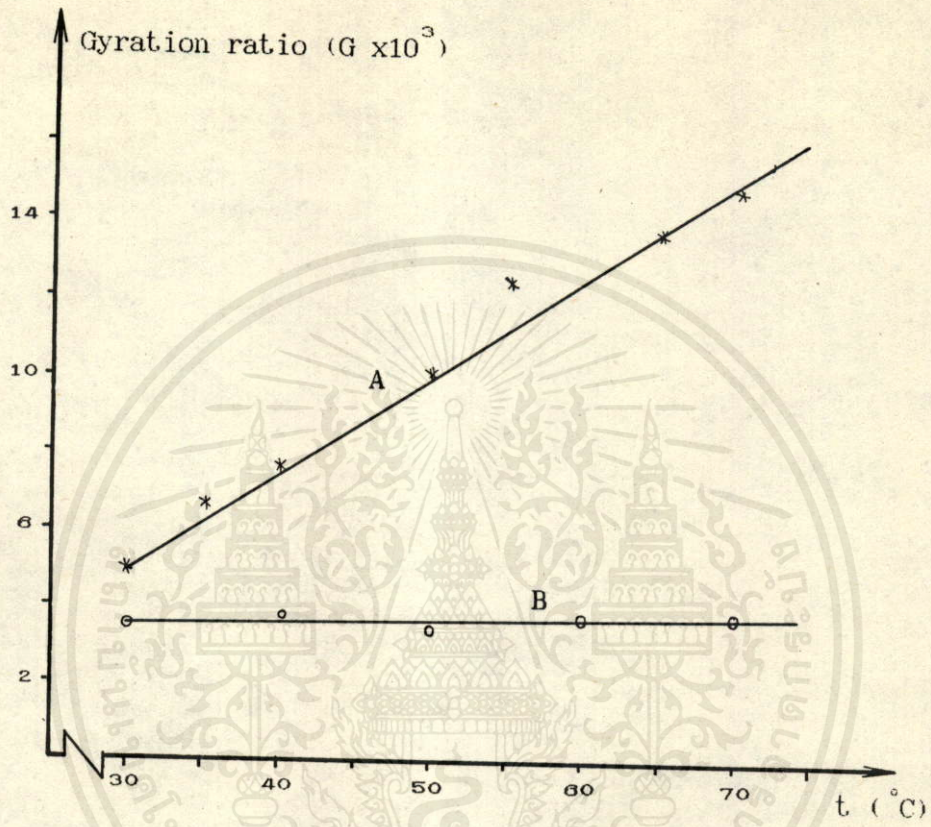


รูปที่ 3-10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ กับ L

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง $1/I_{B1}$ และ L ที่ได้ก็จะเป็นเชิงเส้นตามทฤษฎี

และเพื่อตรวจสอบผลการลดอิทธิพลของอุณหภูมิของวงจรไจเรเตอร์ จึงได้ทำการต่อวงจรรูป 3-1 และ 3-3 ทดลองวัดค่าอัตราการไจเรชันที่แปรเปลี่ยนกับอุณหภูมิ ซึ่งผล

การทดลองแสดงในรูป 3-11



รูปที่ 3-11 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชัน ของวงจรรูป 3-1 และ 3-3

โดยกราฟ A แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชันของวงจรรูป 3-3 ซึ่งจะเห็นได้ว่าความชันของกราฟมีค่าน้อยมาก นั่นคือการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิมีผลน้อยมากต่อค่าอัตราการไจเรชัน ซึ่งแสดงว่าการลดอิทธิพลของอุณหภูมิตามวงจรดังกล่าวใช้ได้ผลดี สำหรับกราฟ B แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับอัตราการไจเรชันของวงจรรูป 3-1 จะเห็นได้ว่าความชันของกราฟ B มีค่ามาก นั่นหมายความว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิก็จะมีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของอัตราการไจเรชันตามไปด้วยอัตราที่ค่อนข้างสูง

จากผลการทดลองต่าง ๆ ดังกล่าวมาแล้ว เป็นการแสดงให้เห็นว่า วงจรไจเรเตอร์ที่ได้รับการออกแบบมานี้ใช้ได้ผลดี และนอกจากนี้ยังมีข้อได้เปรียบไจเรเตอร์ที่ออกแบบสร้างด้วยวิธีอื่น ในการที่สามารถปรับค่าอัตราไจเรชันได้โดยง่าย และยังสามารถดัดแปลงวงจรทำเป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์แบบลบ (Nagative Impedance Inverter) ได้โดยง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA

4-1 กล่าวนำ

ในบทที่แล้วเราได้กล่าวถึงการใช้ OTA เป็นประโยชน์ในการนำไปสร้างเป็นวงจรไจเรเตอร์ (Gyrater) ซึ่งมีประโยชน์ประการหนึ่งในการอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ ซึ่งทำให้เราสามารถใช้เลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้

ในบรรดาอุปกรณ์ในทางอิเลกทรอนิกส์ ขดลวดเหนี่ยวนำนับว่าเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่ง-ซึ่งมีความสำคัญมาก โดยเฉพาะในการออกแบบวงจรกรองความถี่ และวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งแต่ก่อนมักจะใช้เส้นลวดมาพันทำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำนั้น จึงเกิดมีปัญหาว่าถ้าต้องการตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าสูง ๆ ก็จะต้องใช้ขดลวดที่มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วย ก็จะทำให้สิ้นเปลืองเนื้อที่ในการติดตั้งอุปกรณ์นั้น ๆ และยังทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กไปรบกวนวงจรข้างเคียงได้โดยง่ายด้วย ในปัจจุบันความเจริญของเทคโนโลยีทางด้านวงจรรวม (IC) มีความเจริญรุดหน้าไปอย่างรวดเร็ว การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ปราศจากขดลวดเหนี่ยวนำ หรืออุปกรณ์อื่นให้ทำงานได้โดยไม่ต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำจริง ๆ นั้นดูเหมาะสมมาก

ไจเรเตอร์ หรือตัวอิมพีแดนซ์อินเวอร์เตอร์ชนิดบวก (Positive impedance-Inverter) ที่เราได้กล่าวถึงในบทที่แล้วสามารถเลียนแบบค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำได้เมื่อใช้ตัวเก็บประจุมาต่อที่พอร์ทด้านเอาท์พุทของไจเรเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะดังกล่าว ให้ผลเป็นการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ จึงทำให้การสร้างวงจรมีข้อจำกัด และเกิดปัญหาเมื่อเราต้องการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกใช้ลักษณะลอยตัว (Floating) อยู่ในวงจร

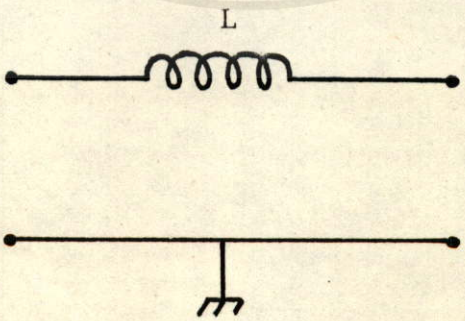
สำหรับในบทนี้ จะได้กล่าวถึงการสร้างขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกเลียนแบบขึ้นมาในลักษณะพิเศษที่ต่างไปจากการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดอื่นที่เคยมีมา ทั้งนี้ก็เพราะว่าตามปกติธรรมดา การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ โดยทั่วไปจะคิดคำนึงถึงแต่การเลียนแบบขดลวดที่มีการไหลของกระแสผ่านเข้าออกอยู่ทั้งสองขั้วของขดลวด

ตามปกติธรรมดาขดลวดเหนี่ยวนำที่ถูกเลียนแบบ จะแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะตาม - คุณสมบัติของมันคือ [12]-[14]

- ลักษณะที่ 1 ค่าตัวเหนี่ยวนำเมื่อเลียนแบบแล้ว จะมีขั้วใดขั้วหนึ่งต่ออยู่กับกราวด์ตลอดเสมอไม่สามารถดัดแปลงให้เป็นอย่างอื่นได้ดังในรูปที่ 4-1

รูปที่ 4-1 แสดงตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์

- ลักษณะที่ 2 ค่าตัวเหนี่ยวนำเมื่อได้รับการเลียนแบบแล้ว จะได้เป็นตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานในลักษณะที่ต่อกับกราวด์ได้อีกดังแสดงในรูป 4-2

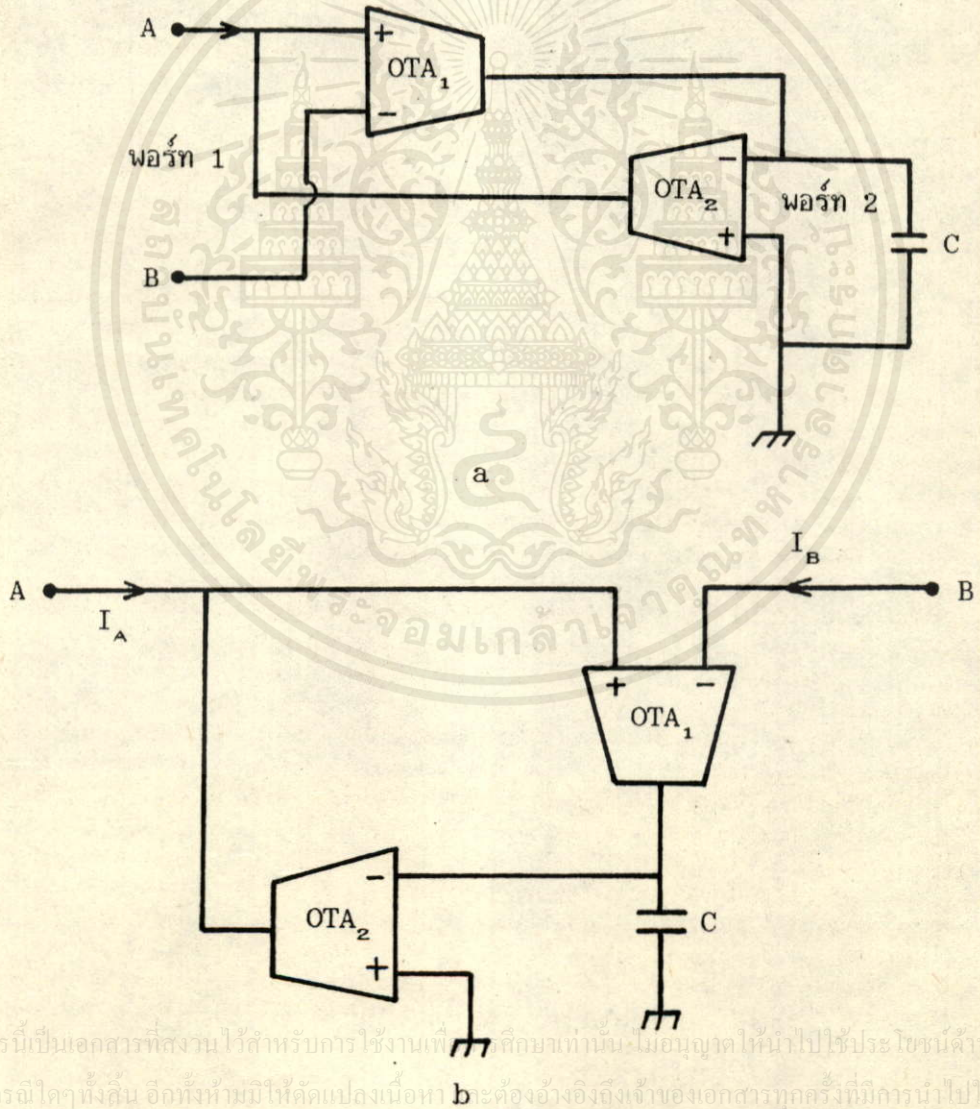


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4-2 แสดงตัวเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

4.2 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

จากเรื่องของวงจรไจเรเตอร์ ในบทที่ 3 เมื่อเราใช้เลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่ออยู่กับกราวด์นั้น ทำให้เราได้ความคิดในการดัดแปลงวงจรไปเป็นวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวขึ้น เราจึงได้ทดลองวิเคราะห์วงจรไจเรเตอร์ของเรา เมื่อต่อพอร์ทเอาท์พุทด้วยตัวเก็บประจุ C และทำการปลดขั้วของอินพุทพอร์ทที่ต่ออยู่กับกราวด์ออก ในลักษณะดังแสดงในรูป 4-3a ซึ่งเมื่อจัดลักษณะการวางภาพของวงจรใหม่ จะให้รูปดังแสดงในรูป 4-3b



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4-3 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว

เมื่อสมมุติว่าความต้านทานอินพุทของ OTA ที่ใช้มีค่าเป็นอนันต์ และค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA ทั้งสองเป็น g_{m1} และ g_{m2} ตามลำดับ แล้วมีค่าศักดาไฟฟ้าจ่ายให้กับโนด (node) A และ โนด B เป็น V_A และ V_B ตามลำดับ ก็จะเกิดกระแสเท่ากับ $g_{m2}(V_A-V_B)$ ไหลออกจาก OTA_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C ทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าตกคร่อมC มีค่าเท่ากับ $g_m(V_A-V_B)/sC$ ซึ่งค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม C นี้ จะเป็นศักดาไฟฟ้าอินพุทเข้าสู่ OTA_1 เป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลเข้าสู่เอาท์พุทของ OTA_1 เท่ากับ $g_{m1}g_{m2}(V_A-V_B)/sC$ ซึ่งค่ากระแสนี้จะมีค่าเท่ากับกระแส I_A ที่ไหลมาจากโนด A ดังนั้นเราจะสรุปได้ว่า

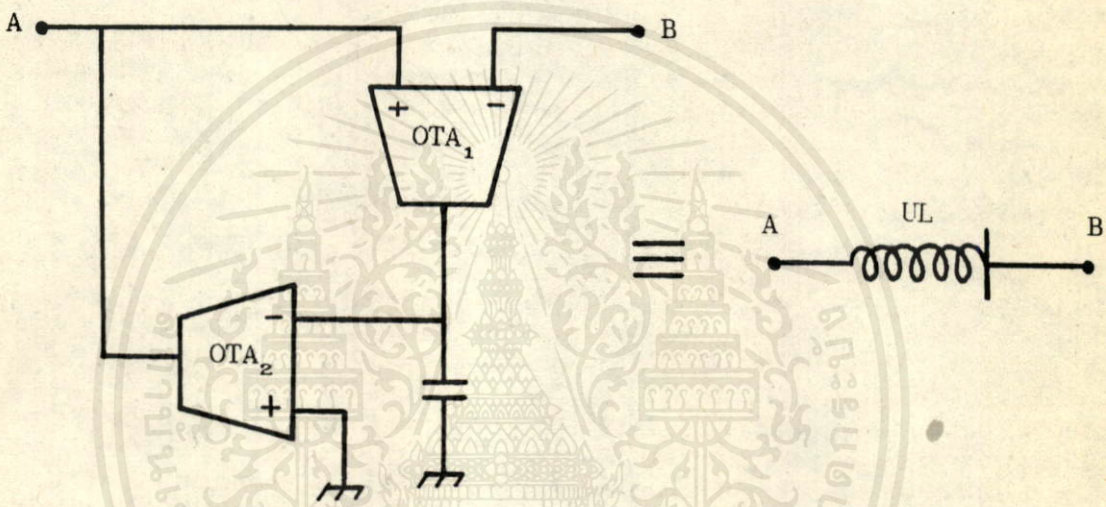
$$I_A = g_{m1}g_{m2}(V_A-V_B)/sC \qquad (4-1)$$

และค่าความต้านทานอินพุทของ OTA_2 เป็นอนันต์ เราจึงได้

$$I_B = 0 \qquad (4-2)$$

จาก (4-1) และ (4-2) ทำให้เราอธิบายการปฏิบัติตัวของวงจรนี้ได้ว่ามันจะปฏิบัติตัวเหมือนกับว่ามีขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = C/g_{m1}g_{m2}$ มาต่ออยู่ระหว่างโนด A และโนด B โดยกระแสสามารถไหลผ่านเข้าออกตัวขดลวดเหนี่ยวนำนั้นได้เพียงทางเดียวคือทางขั้ว A แต่ไม่มีกระแสผ่านเข้าออกทางขั้ว B เลย ซึ่งถ้าพิจารณากันอย่างผิวเผินแล้ว วงจรนี้อาจดูไม่มีประโยชน์อะไร แต่ถ้าพิจารณาให้ละเอียดขึ้นว่า ขั้ว B ของวงจรนั้นถ้าเกิดเป็นขั้วเอาท์พุทของแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้าแล้ว พฤติกรรมของวงจรของเราก็จะทำตัวเสมือนกับขดลวดที่ต่ออยู่แบบลอยตัวได้ และยังมีข้อดีด้วยว่าขดลวดที่เลียนแบบนี้ ไม่ดึงกระแสจากแหล่งกำเนิดศักดานั้นอีกด้วย เพราะฉะนั้น จากการวิเคราะห์วงจรดังกล่าวเราพบว่า เราสามารถใช้วงจรของเราได้ทั้งในลักษณะที่ต่ออยู่กับกราวด์ และชนิดกึ่งลอยตัว คือชนิดที่มีปลายขั้วข้างหนึ่งของขดลวดต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และปลายขั้วอีกข้างหนึ่งจะนำไปต่อกับส่วนใดของวงจรก็ได้เนื่องจากการใช้วงจรของเราเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะนี้ เราจึงให้ชื่อวงจรของเราว่า วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว หรือ UL ดังกล่าวแล้ว ซึ่งลักษณะการประยุกต์ใช้วงจรนี้ ในลักษณะต่าง ๆ จะกล่าวไว้ในหัวข้อต่อไป

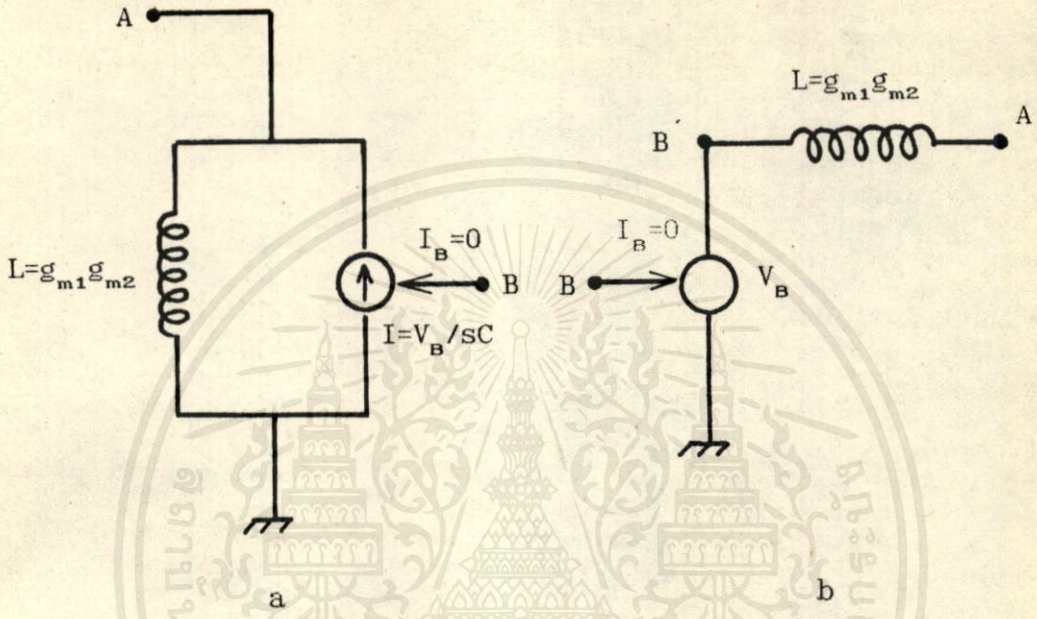
ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งเกี่ยวกับเรื่องนี้ก็คือ คำว่าทางเดียว ในที่นี้หมายความถึงเพียงว่ามีกระแสไหลเข้าออกโนด A เพียงโนดเดียว โดยไม่มีกระแสไหลเข้าออกทางโนด B เลย ไม่ได้หมายความว่ากระแสไหลผ่านโนด A ไปสู่ โนด B ได้ดังเช่นกรณีของวงจรเรคติไฟร์ (rectifier) และเพื่อง่ายต่อการเขียนวงจรเราจะใช้สัญลักษณ์แทน UL ของเราดังแสดงในรูป 4-4



รูปที่ 4-4 สัญลักษณ์ของ UL

จาก (4-1) และ (4-2) เราอาจอธิบายความหมายอีกนัยหนึ่งได้ว่า วงจรนี้คือวงจรของตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดมีตัวควบคุม (Controlled Source) ซึ่งมีวงจรสมมูลย์ดังรูป 4-5a โดยการพิจารณาจากรูปนี้เราจะพบว่ามันคือ ตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (VCCS : Voltage Controlled Current Source) ที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเท่ากับ $C/g_{m1}g_{m2}$ นั่นเอง และจากวงจรนี้เอง เราสามารถที่จะแปลงให้อยู่ในลักษณะของตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมศักดาไฟฟ้า (VCVS : Voltage Controlled Voltage Source) ได้ดังแสดงในรูป 4-5b จากรูป 4-5b นี้เองเราจะเห็นความเป็นขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียวของมันได้อย่างชัดเจน คือตัวมันเป็นขดลวดเหนี่ยวนำที่แยกตัวจากโนด B อยู่ แต่

ศักดาไฟฟ้าจากโนด B มีอิทธิพลในการไหลของกระแสผ่านขดลวดเหนี่ยวนำนั้น



รูปที่ 4-5 วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 4-3 ในลักษณะของตัวกำเนิดไฟฟ้า

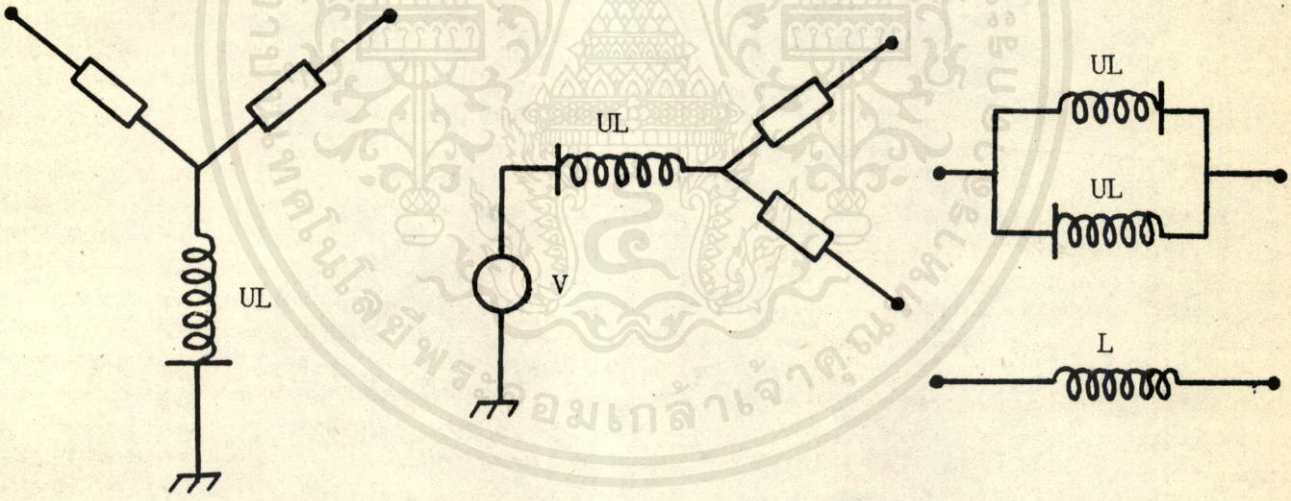
(a) แบบ VCCS และ (b) VCVS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-3 การประยุกต์ใช้งาน

จากคุณสมบัติดังกล่าวมาแล้วข้างต้น โดยอาศัยการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ตามรูป 4-5 เราสามารถนำเอา UL ไปใช้งานได้ใน 3 รูปแบบ ดังแสดงในรูป 4-6

1) ใช้ในลักษณะขดลวดต่ออยู่กับกราวด์ ดังแสดงในรูป 4-6a จะเห็นได้ว่า UL ทำหน้าที่เหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ปกติทุกประการ เพราะถ้าเราพิจารณาจากวงจรสมมูลย์ตามรูป 4-5b จะเห็นได้ว่าถ้า $V_B = 0$ ตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้าจะหมดอิทธิพลไปจากวงจร โนด B´ จะถูกลัดวงจรสู่กราวด์โดยตรง



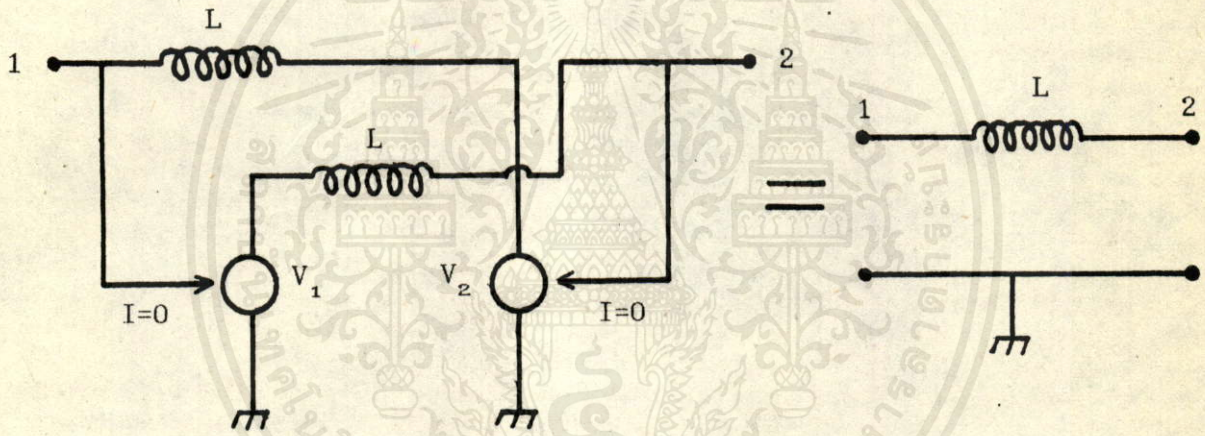
a b c

รูปที่ 4-6 การใช้งาน UL ใน 3 รูปแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ใช้ในลักณะขดลวดลอยตัวที่ต่ออยู่กับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า ดังรูป 4-6b จะเห็นได้ว่าถ้าเราพิจารณาวงจรสมมูลย์ตามรูปที่ 4-6b วงจร UL ยังปฏิบัติตัวแทนขดลวดเหนี่ยวนำได้เป็นอย่างดี โดยที่การต่อวงจรในลักษณะนี้ UL จะมีข้อเด่นพิเศษกว่าขดลวดเหนี่ยวนำตามธรรมชาติอยู่อย่างหนึ่งก็คือ จะไม่ดึงกระแสจากตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า V เลย

3) ใช้งานในลักษณะขดลวดลอยตัวโดยธรรมดาทั่ว ๆ ไปตามรูป 4-6c สามารถทำได้โดยนำเอา UL สองตัวมาต่อหัวท้ายสลับกัน ซึ่งเมื่อเขียนเป็นวงจรสมมูลย์แล้ว ก็จะแสดงได้ดังในรูป 4-7 ซึ่งเราจะเห็นได้ว่ามันมีคุณสมบัติเหมือนกับ L ธรรมดาตัวหนึ่งเท่านั้น

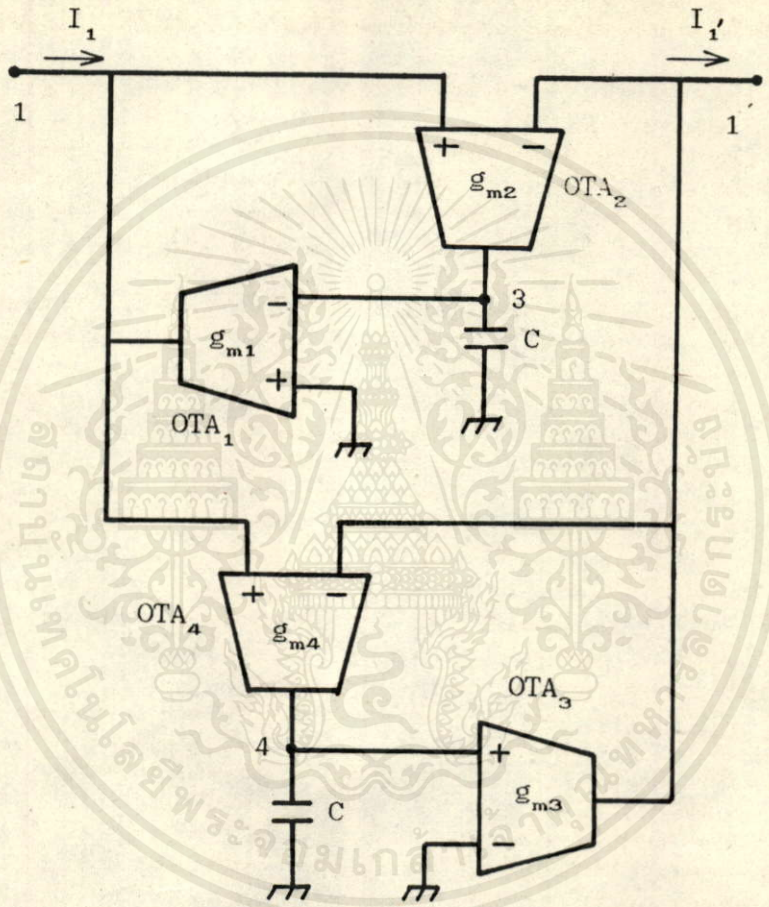


รูปที่ 4-7 วงจรสมมูลย์ขดลวดเหนี่ยวนำตามรูป 4-6c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-4 การดัดแปลงวงจรแทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

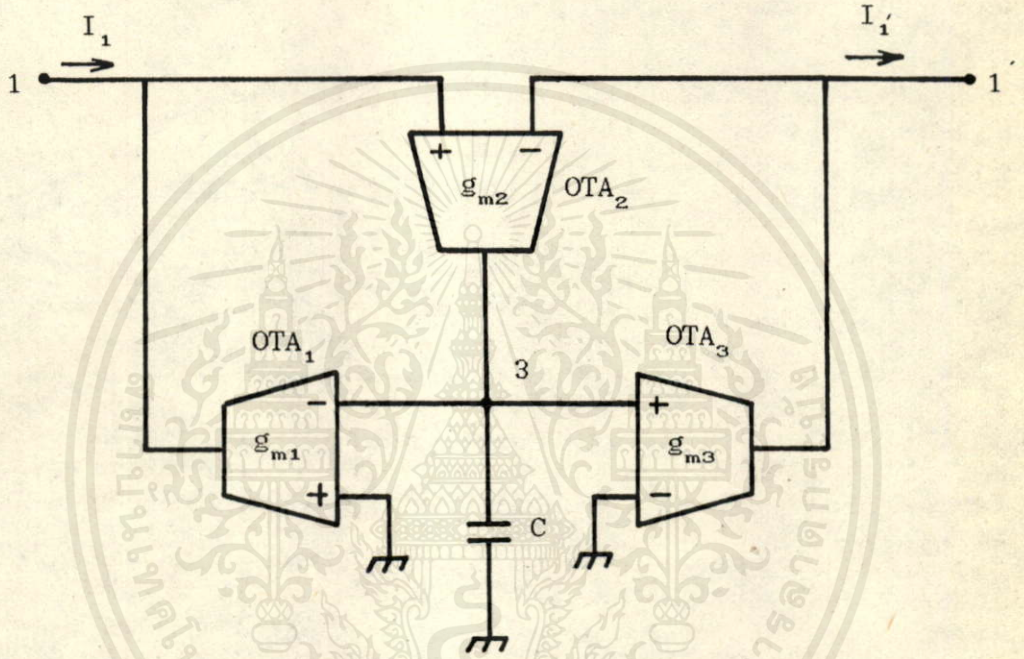
จากรูป 4-7 เป็นวงจรสมมูลย์ของ L ที่สร้างมาจาก UL สองตัวซึ่งเราสามารถเขียนเป็นวงจรได้ดังในรูป 4-8



รูปที่ 4-8 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

จากรูป 4-8 เราจะเห็นได้ว่าวงจรมีจำนวนอุปกรณ์ค่อนข้างมาก โดยเฉพาะเราต้องการใช้ค่าตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว เราจึงคิดดัดแปลงวงจรนี้เพื่อทำการลดจำนวนอุปกรณ์บางตัวลง จากรูป 4-8 ถ้า $g_{m1} = g_{m3}$, $g_{m2} = g_{m4}$ ค่าศักดาไฟฟ้าที่จุด 3 และ4

จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจากเงื่อนไขดังกล่าวนี้ จะทำให้ขนาดของกระแส I_1 และ I'_1 เท่ากัน ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าถ้าเรานำเอา OTA_4 และตัวเก็บประจุ C ที่จุด 4 ออกไปนำเอาขั้วบวกของ OTA_3 ไปต่อไว้ที่ขั้ว 3 ค่ากระแส I_1 และ I'_1 ก็ยังคงมีขนาดเท่ากันเหมือนเดิม ดังแสดงในรูป 4-9



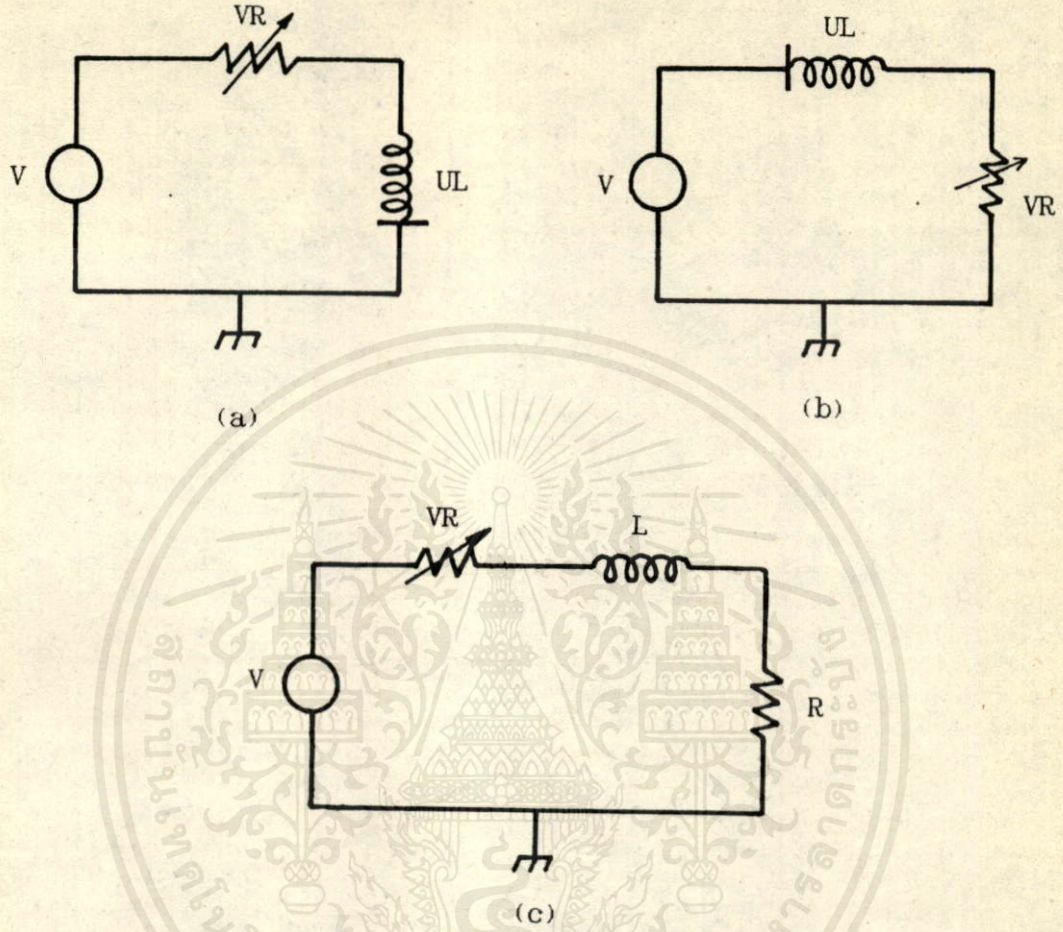
รูปที่ 4-9 แสดงวงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำแบบลอยตัวที่ลดจำนวนอุปกรณ์แล้ว

ซึ่งค่า L ที่ได้ยังคงมีค่าเท่ากับ $C/g_{m1}g_{m2}$ อยู่ นอกจากจะเป็นการประหยัดแล้ว ยังเป็นการลดปัญหาในการหาค่าตัวเก็บประจุ C ที่มีค่าเท่ากัน 2 ตัวลงได้อีกด้วย

จากรูป 4-9 เราจะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจรยังคงมีค่า $L = C/g_{m1}g_{m2}$ อยู่เหมือนเดิมแต่เราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ โดยลด OTA และ C ลงไปได้อย่างละ 1 ตัว

ไม่อนุญาตให้ใช้ทั้งหมดหรือบางส่วนของเอกสารนี้ในรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-5 ผลการทดลอง

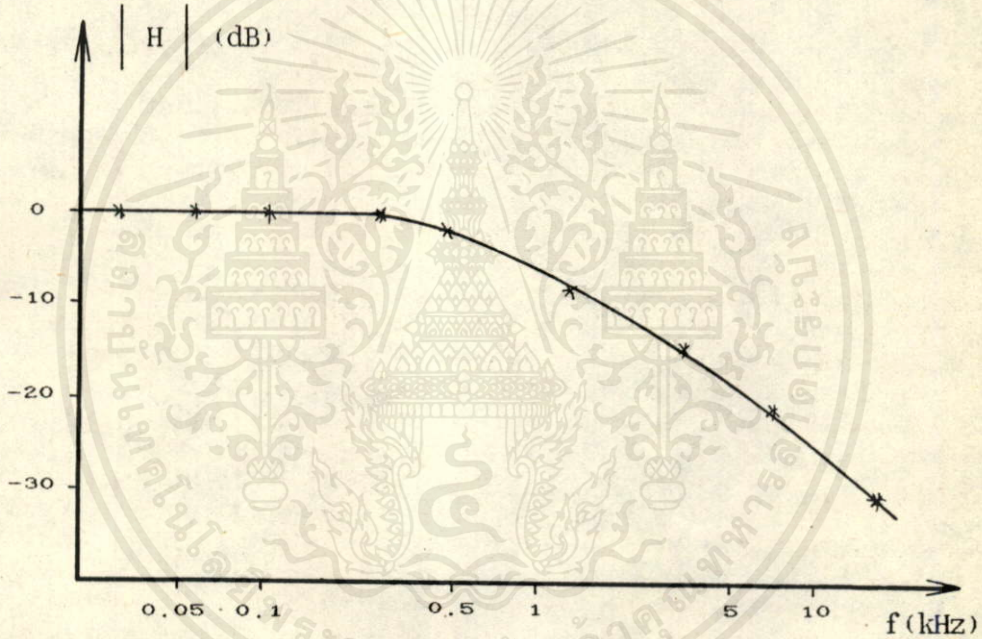


รูปที่ 4-10 การต่อขดลวดเหนี่ยวนำใช้งานในลักษณะต่าง ๆ กัน

จากรูป 4-10 เป็นการต่อค่าขดลวดเหนียวนำที่ได้จากการเลียนแบบ ในลักษณะที่แตกต่างกัน คือรูป 4-10a เป็นการต่อใช้งาน UL ที่ต่ออยู่กับกราวด์ รูป 4-10b เป็นการต่อใช้งาน UL ในลักษณะที่เป็นแบบลอยตัวต่อกับค่าศักดาไฟฟ้า และแบบ 4-10C เป็นการต่อใช้งานขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวที่สร้างมาจาก UL

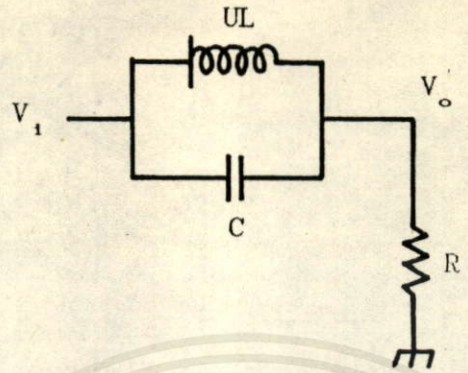
ในการต่อทดลองวงจร UL ต่อไปนี้ ได้ใช้ OTA ซึ่งเป็น IC เบอร์ 3080 ใช้ C = 0.1 μF เมื่อปรับค่า g_m ของ OTA ให้ได้ค่า $1x10^{-4}$ ʊ แล้วจะได้ค่า UL = 10 H จากการต่อใช้งานในรูป 4-10b และทำการวัดค่าคงตัวของเวลา (Time Constant) ของวงจรโดยใช้สัญญาณอินพุทเข้าเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 5 mV_{P-P} ที่ความถี่ 500 H_z

ผลการทดลองที่ได้มีค่าผิดพลาดจากค่าที่ได้คำนวณตามทฤษฎีไม่ถึง 3 % ซึ่งค่าผิดพลาดนี้ส่วนหนึ่งเกิดมาจากความละเอียดในการวัดค่าด้วย และการวัดค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันคือ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าคร่อม VR ต่ออินพุท V ของวงจรตามรูป 4-10b ซึ่งเป็นการต่อ UL ในลักษณะลอยตัว ติดกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า อันเป็นคุณสมบัติเด่นของการประยุกต์ใช้งาน UL เมื่อปรับค่า VR = 37.7 kΩ จะได้ค่าทรานสเฟอร์ฟังชัน H ที่แปรผันตามความถี่ ดังแสดงในรูป 4-11 ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) ที่ตรงตามทฤษฎี



รูปที่ 4-11 ผลการตอบสนองของวงจร 4-10b

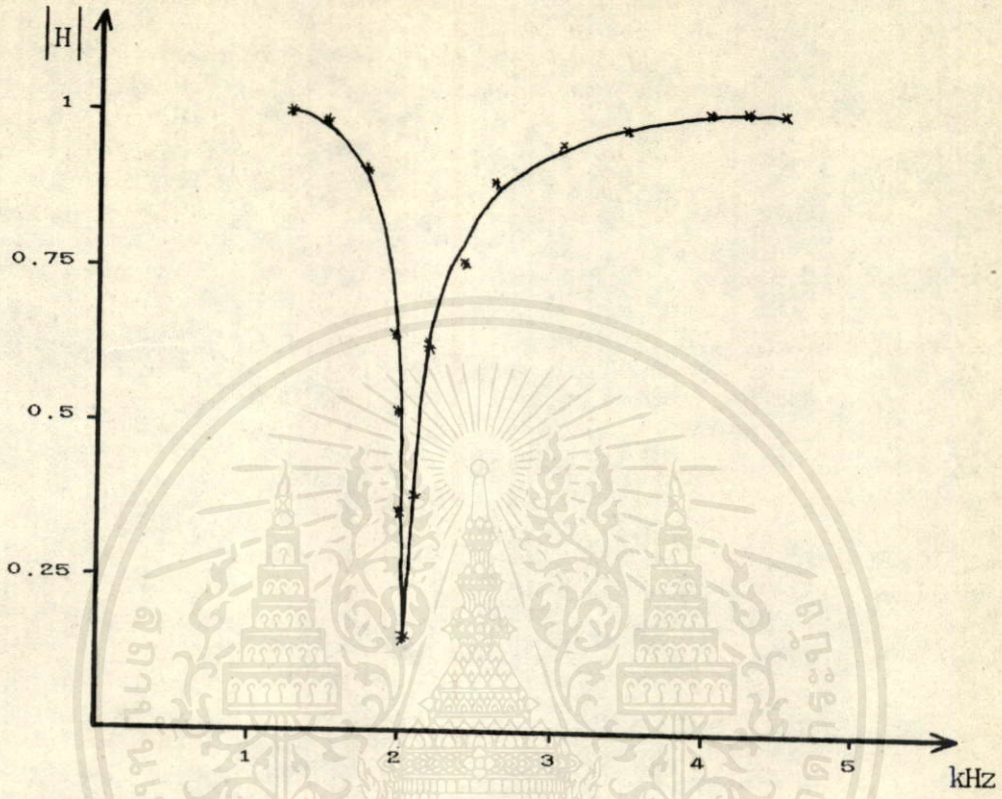
และเพื่อเพิ่มเติมให้เห็นว่าวงจรของเรามีประโยชน์ใช้งานได้ดี เราจึงได้ทำการต่อวงจรแบบขนานในลักษณะแบนด์รีเจคท์อันดับสอง โดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ UL ที่สร้างเลียนแบบได้แทนขดลวดเหนี่ยวนำจริงดังในรูป 4-12 นั้น เราได้ใช้วงจรรูป 4-3 สร้างขดลวดเหนี่ยวนำ UL ขึ้นมา โดยใช้ค่า $g_{m1} = g_{m2} = 1.35 \times 10^{-3}$ ʊ ใช้ค่า C = 0.1 μF ซึ่งเมื่อคำนวณค่า UL แล้วค่า UL ที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 54.8 mH



รูปที่ 4-12 วงจรแบนด์รีเจคท์ฟิลเตอร์อันดับสอง

และโดยการทดลองวัดค่าผลการตอบสนอง ระหว่างทรานสเฟอร์ฟังชันก์ของวงจรได้ผลดังแสดงในรูป 4-13 เนื่องจากวงจร 4-12 ประพฤติตัวเป็นแบนด์รีเจคท์ฟิลเตอร์ซึ่งเราวัดความถี่ศูนย์กลาง f_o ได้เท่ากับ 2.12 kH_z ซึ่งเมื่อเราใช้ค่า f_o นี้คำนวณย้อนกลับไปหาค่าของ UL จะได้ค่า UL เท่ากับ 56 mH ซึ่งเราจะเห็นว่าค่าผิดพลาดของ UL จะมีค่าประมาณ 1.86 เปอร์เซนต์

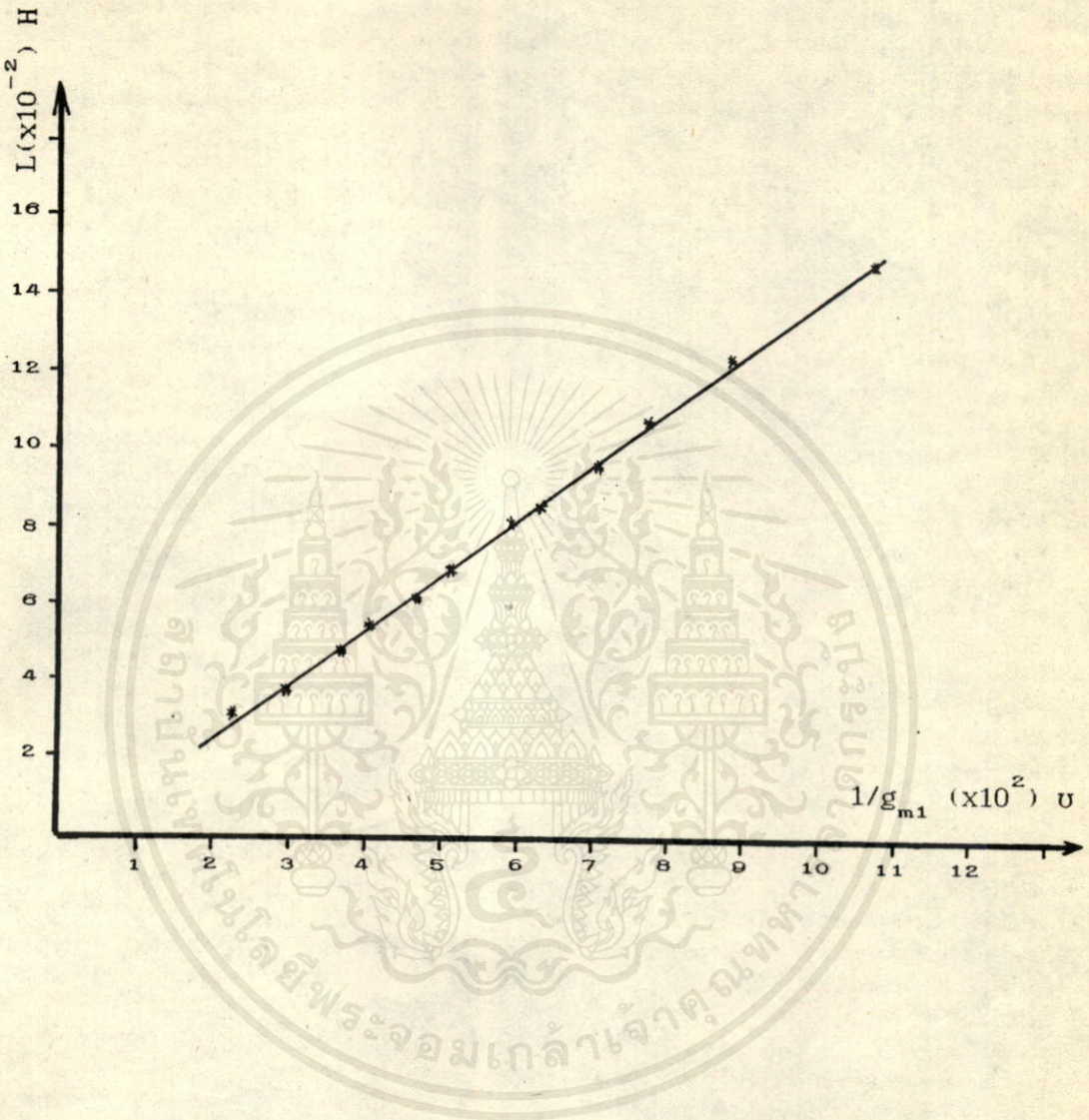
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-13 แสดงผลการตอบสนองของวงจรในรูป 4-12

และเพื่อเป็นการยืนยันว่าค่า UL ที่เราสร้างขึ้นมาสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ด้วยการปรับค่า g_{m1} หรือ g_{m2} เราได้ทำการวัดค่า UL โดยการเปลี่ยนค่า g_{m1} ไป และให้ค่า g_{m2} มีค่าคงที่ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง $1/g_{m1}$ และ UL ดังแสดงในรูป 4-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-14 แสดงความสัมพันธ์รหว่าง $1/g_{m1}$ และ UL

ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของ $1/g_{m1}$ และ UL ก็จะเป็นเชิงเส้น

สรุป

ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่โดยใช้ OTA ร่วมกับตัวเก็บประจุนี้ค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เลียนแบบได้

$$L = C/g_{m1}g_{m2} \quad H$$

ซึ่งขดลวดที่เราเลียนแบบได้ใหม่ (UL) นี้มีคุณสมบัติพิเศษกว่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เคยมีการเลียนแบบกันมา โดยมีคุณสมบัติเป็นขดลวดเหนี่ยวนำลอยตัวเมื่อใช้งานต่อกับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า และมีคุณสมบัติเป็นขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ เมื่อต่อขั้วที่ไม่มีกระแสไหลเข้าออกของ UL ลงกราวด์ นอกจากนี้เรายังสามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวแบบธรรมดาได้ โดยการใช้ UL 2 ตัว และเราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ลงได้ และจากผลการทดลองได้แสดงให้เห็นแล้วว่า UL ที่เราเลียนแบบได้สามารถใช้งานได้ดี และคุณสมบัติต่าง ๆ ก็เป็นไปตามทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรคูณสัญญาณโดยใช้ OTA

5-1 กล่าวนำ

วงจรคูณสัญญาณนับว่าเป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญไม่น้อย ใช้กันมากไม่ว่าจะเป็นในระบบควบคุม หรือในระบบการสื่อสาร และนอกจากจะใช้ในการคูณสัญญาณโดยตรงแล้ว ยังสามารถดัดแปลงใช้ประกอบเป็นวงจร แอมปลิจูดมอดดูเลเตอร์ , ดีมอดดูเลเตอร์ , ใช้เป็นวงจรเปรียบเทียบเฟส หรือเฟสดีเทคเตอร์ , ใช้ในกระบวนการเฟสลอคลูฟ และใช้เป็นวงจรทวีความถี่ดังนี้เป็นต้น

สำหรับรูปแบบของวงจรคูณสัญญาณก็มีหลายรูปแบบ [16-18] แล้วแต่ว่าอุปกรณ์ที่นำมาใช้สร้างจะมีคุณสมบัติเป็นเช่นไร ซึ่งผลที่ได้รับก็จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรคูณสัญญาณแตกต่างกันออกไปด้วย

สำหรับในบทนี้เราสร้างวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ OTA แม้ว่าวงจรคูณสัญญาณที่ใช้ OTA จะเคยมีมาแล้วก็ตาม [8] แต่กระบวนการทำงานของวงจรตามบทความ [8] นั้นยังถูกอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรบกวนอยู่ และส่งผลไปถึงค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ ซึ่งทำให้วงจรทำงานได้ผลแตกต่างกันไม่แน่นอนตามสภาวะการใช้งานที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมินั้น

จากปัญหาดังกล่าวทำให้เราคิดที่จะปรับปรุงวงจรคูณสัญญาณ ให้มีคุณภาพที่ดีขึ้น ซึ่งโดยวิธีการของเรานั้นสามารถลดผลของอุณหภูมิลงได้หมด และยังมีข้อดีที่สามารถใช้วิธีการทางอิเลกทรอนิกส์ปรับสัมประสิทธิ์การคูณของสัญญาณได้ อีกทั้งวงจรยังสามารถที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ด้วย

5-2 แนวความคิดเกี่ยวกับวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ OTA

ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างวงจรคูณสัญญาณโดยใช้ OTA นั้น โดยทั่วไปอาศัยความสัมพันธ์พื้นฐาน

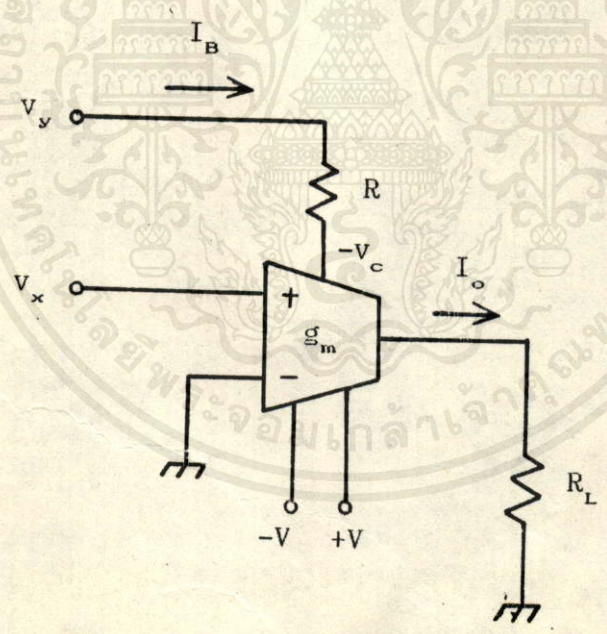
ระหว่างค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ (g_m) กับสัญญาณอินพุทโวลเตจ v_i และกระแสเอาท์พุท I_o รวมทั้งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_B กับค่าทรานสคอนดัคแตนซ์นั้น กล่าวคือจะใช้ความสัมพันธ์

$$I_o = g_m V_i \qquad (5-1)$$

และ

$$g_m = I_B/2V_T \qquad (5-2)$$

มาประยุกต์ใช้โดยตรง ซึ่งรูปแบบวงจรการคูณอย่างง่าย ๆ โดยใช้ OTA เพียงตัวเดียวต่ออยู่กับค่าศักดาไฟฟ้า ดังในรูป (5-1) นั้นจะให้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้คือ



รูปที่ 5-1 วงจร OTA ที่ให้แนวความคิดเบื้องต้นของวงจรคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_i = V_x \qquad (5-3)$$

และ

$$I_B = (V_y - (-V_c))/R \qquad (5-4)$$

เมื่อ $-V_c$ คือค่าศักดาไฟฟ้าที่คงที่ ที่ขาที่ใช้เพื่อการไบอัสของ OTA ดังนั้นเมื่อใช้ความสัมพันธ์ต่าง ๆ ดังกล่าวแล้วข้างต้นจะได้ว่า

$$I_o = (V_x)(V_y + V_c)/2RV_T \qquad (5-5)$$

$$= (V_xV_y + V_cV_x)/2RV_T$$

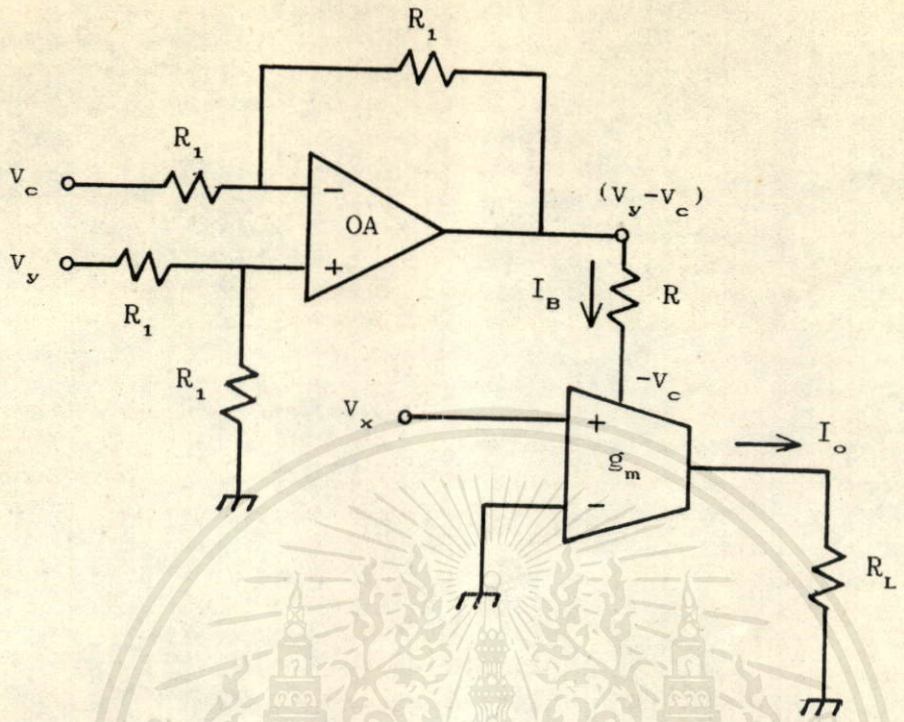
นั่นคือค่าศักดาไฟฟ้าที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$V_o = I_oR_L$$

$$V_o = (V_xV_y + V_xV_c)R_L/2RV_T \qquad (5-6)$$

จากสมการที่ (5-6) เราจะพบว่าผลคูณของสัญญาณ V_x และ V_y มีส่วนทำให้เกิดศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท โดยที่ยังมีเทอม (V_xV_c) เพิ่มเข้ามารวมอยู่ด้วย ดังนั้นถ้ากำจัดเทอม (V_xV_c) ออกได้เราก็สามารถใช้วงจรที่ปรับปรุงนั้น เป็นวงจรคูณสัญญาณ ซึ่งวิธีการหนึ่งที่เป็นไปได้ก็คือการใช้ OP-AMP ทำเป็นวงจรบวกสัญญาณเพิ่มเข้าไปดังในรูป (5-2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-2 วงจรคูณสัญญาณลักษณะหนึ่ง

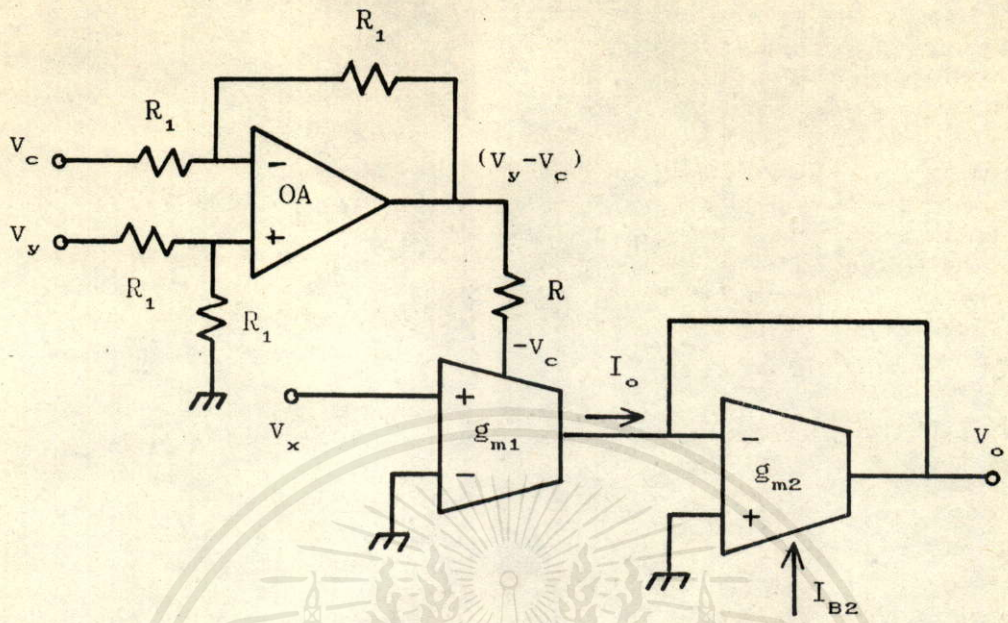
จากรูปที่ 5-2 โดยการวิเคราะห์โดยตรง จะได้

$$I_o = V_x V_y / 2RV_T \qquad (5-7)$$

หรือ

$$V_o = V_x V_y R_L / 2RV_T \qquad (5-8)$$

จากสมการ (5-8) เราจะเห็นได้ว่าค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรรูป 5-2 ก็จะเป็นผลคูณของสัญญาณ V_x กับ V_y อย่างสมบูรณ์ แต่ถึงกระนั้นก็ดียังคงมีเทอม V_T ซึ่งเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิคูณอยู่ และเพื่อขจัดเทอม V_T ออกไป เราได้เพิ่ม OTA เพื่อใช้เป็นตัวภาระแทน R_L ได้ดังรูป 5-3



รูปที่ 5-3 แสดงการชดเชยผลของอุณหภูมิที่มีต่อค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณ

จากรูป 5-3 เมื่อเราพิจารณาค่าศักดาไฟฟ้า และกระแสที่ตัว OTA_2 จะพบว่า

$$I_o = g_{m2}V_o \qquad (5\text{-}9)$$

$$= I_{B2}V_o/2V_T$$

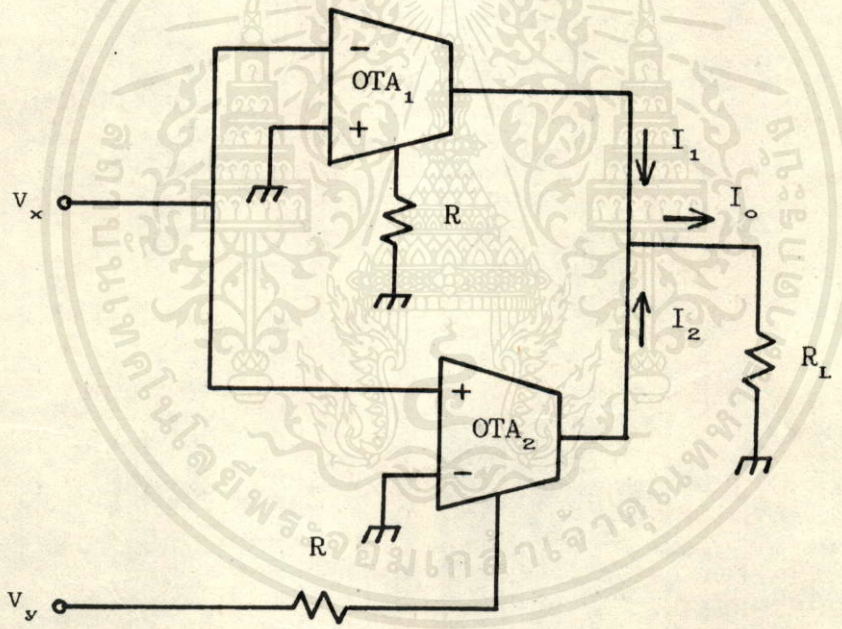
โดยอาศัยสมการ (5-7) และ (5-9) จะเห็นว่า

$$I_{B2}V_o/2V_T = V_xV_y/2V_T$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_xV_y/I_{B2}R \qquad (5\text{-}10)$$

ซึ่งจะพบว่าไม่มีเทอม V_T อยู่เลย เราจึงได้ค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทที่เกิดขึ้น เป็นผลคูณของสัญญาณสองสัญญาณคือ v_x และ v_y พร้อมทั้งมีค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณคือ $1/I_{B2}R$ รวมอยู่ด้วย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์นี้ทำให้เราสามารถปรับค่าของมันได้ โดยปรับ I_{B2} ของ OTA_2 ได้อย่างอิสระ ซึ่งเป็นข้อดีอีกประการหนึ่งของวงจรนี้ วงจรรูป 5-3 นั้นถึงแม้ว่า จะให้เอาท์พุทที่อยู่ในรูปของผลคูณระหว่างสัญญาณสองสัญญาณที่สมบูรณ์แล้วก็ตาม แต่วงจรนี้มีค่าความต้านทานอยู่หลายตัว ซึ่งถ้าเรานำไปใช้เป็นต้นแบบสร้างวงจรรวมจะเปลืองเนื้อที่มาก ดังนั้นถ้าเราดัดแปลงวงจรเป็นดังในรูป 5-4



รูปที่ 5-4 แสดงวงจรคูณสัญญาณในอีกลักษณะหนึ่ง

จากรูป 5-4 ถ้าเราพิจารณา OTA_1

$$I_1 = -v_x g_{m1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = -V_x I_{B1}/2V_T = -V_x(0 - (-V_c))/2V_T R \qquad (5\text{-}11)$$

$$= -V_x V_c/2V_T R$$

และในทำนองเดียวกันเราก็สามารถหาค่าความสัมพันธ์ของค่ากระแสและค่าศักดาไฟฟ้าที่ OTA_2 ได้เป็น

$$I_2 = V_x g_{m2}$$

$$= (V_y - (-V_c))V_x/2V_T R \qquad (5\text{-}12)$$

$$= (V_x V_y + V_x V_c)/2V_T R$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้จากค่ากระแส และค่าศักดาไฟฟ้าที่ OTA_1 และ OTA_2 เราก็จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส I_o ดังนี้

$$I_o = I_1 + I_2 \qquad (5\text{-}13)$$

แทนค่า I_1 และ I_2 จากสมการ (5-11) และ (5-12) ลงไปในสมการ (5-13)

$$I_o = (-V_x V_c + V_x V_y + V_x V_c)/2V_T R$$

$$= V_x V_y/2V_T R \qquad (5\text{-}14)$$

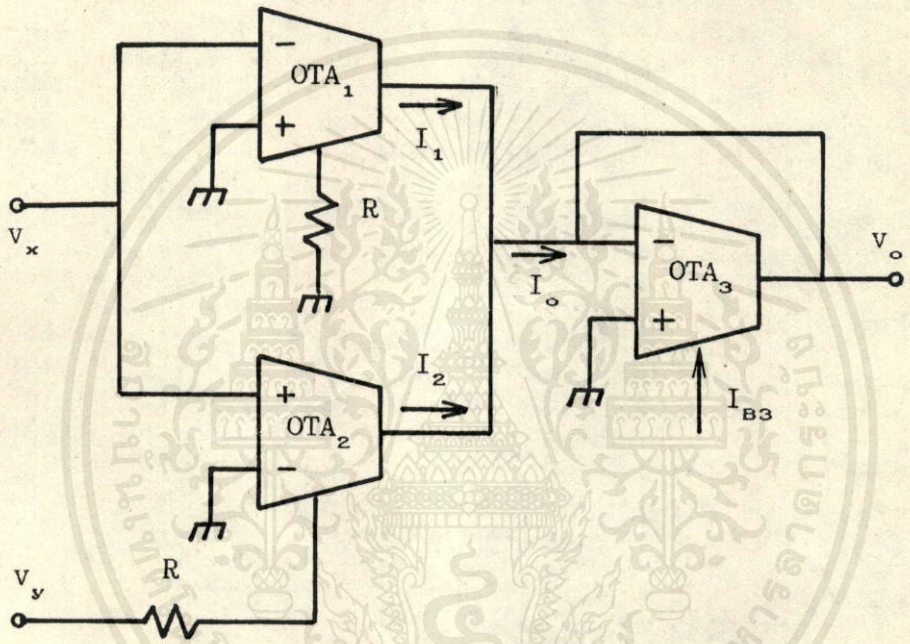
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าศักดาสัญญาณไฟฟ้าเอาท์พุท ในรูป 5-4 จะเป็นดังนี้

$$V_o = I_o R_L$$

$$V_o = V_x V_y R_L / 2V_T R \qquad (5\text{-}15)$$

จากสมการ (5-15) เพื่อเป็นการลดอิทธิพลของอุณหภูมิดังกล่าวแล้วในตอนต้น เราจะดัดแปลงวงจรโดยใช้ OTA_3 แทนที่ตัวภาระ R_L ดังในรูป 5-5



รูปที่ 5-5 แสดงวงจรที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

จากรูปที่ 5-5 ถ้าเราพิจารณา OTA_3 เราจะได้ว่า

$$I_o = V_o g_{m3}$$

$$= V_o I_{B3} / 2V_T \qquad (5\text{-}16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (5-14) และ (5-16) เราจะได้

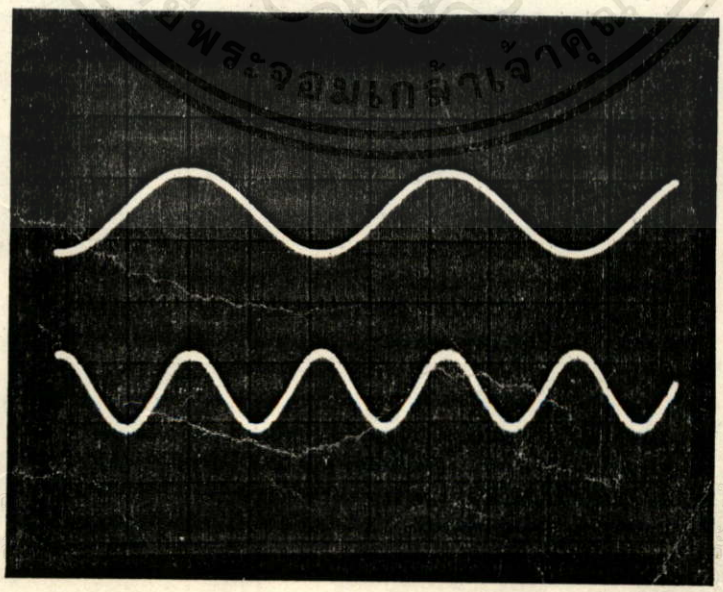
$$V_o I_{B3}/2V_T = R_L V_x V_y/2V_T R$$

$$V_o = R_L V_x V_y/I_{B3} R \qquad (5-17)$$

ซึ่งผลของสมการ (5-17) และ (5-10) จะมีค่าเหมือนกัน แต่วงจรในรูปที่ 5-5 ใช้จำนวนความต้านทานน้อยกว่า และวงจรใช้ OTA แต่เพียงอย่างเดียว ซึ่งถ้าจะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมก็จะมีความเหมาะสมกว่าวงจรในรูป 5-3

5-3 ผลการทดลอง และตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน

เพื่อเป็นการทดสอบคุณสมบัติของวงจร เราได้ทำการต่อวงจรทดลองดังในรูป 5-5 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 และ R = 10 kΩ ซึ่งได้ผลการทดลองดังในรูป 5-6a , 5-6b และ 5-6c

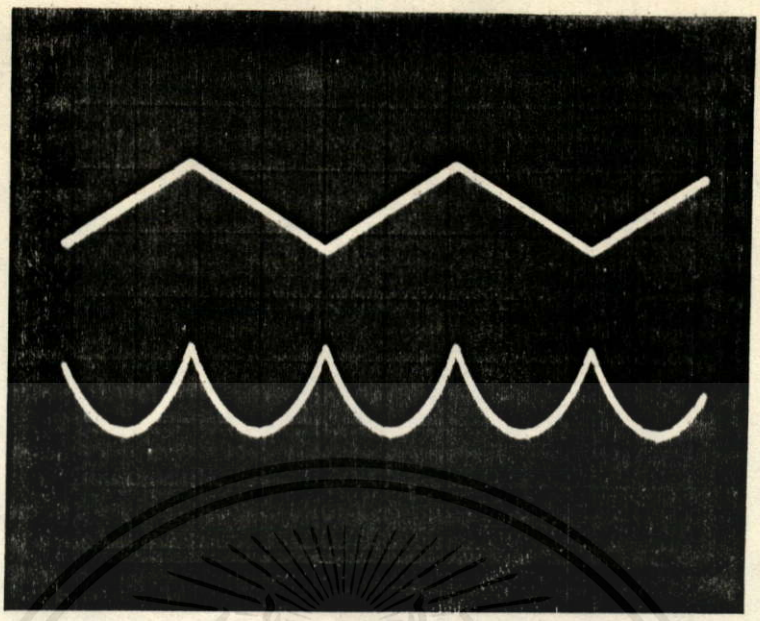


2 V/Div.

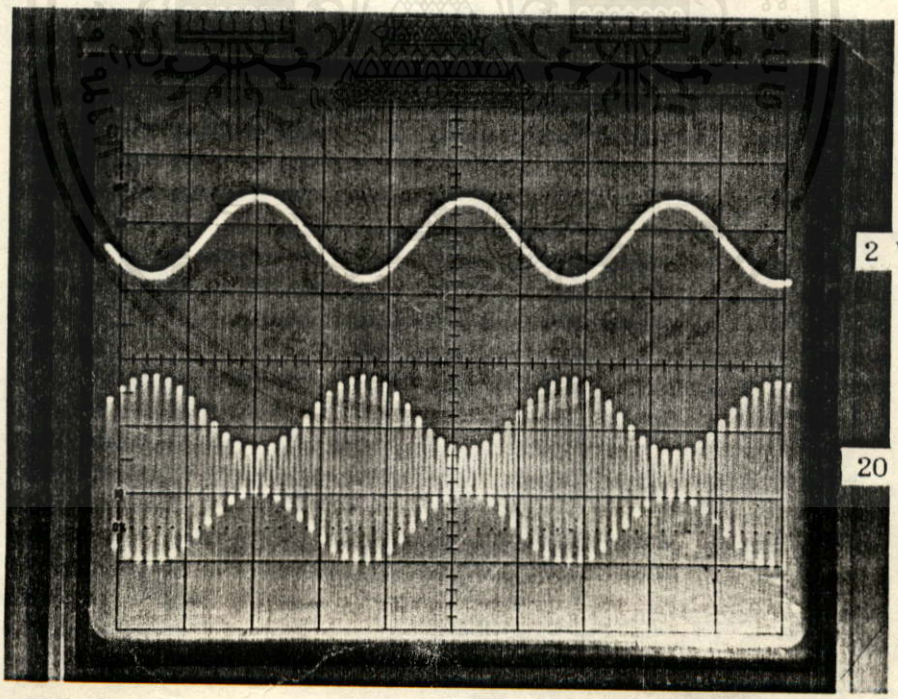
20 mV/Div.

(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำ ดัดแปลง เพื่อการค้า ก่อนได้รับอนุญาตเป็นลายลักษณ์อักษรจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(b)



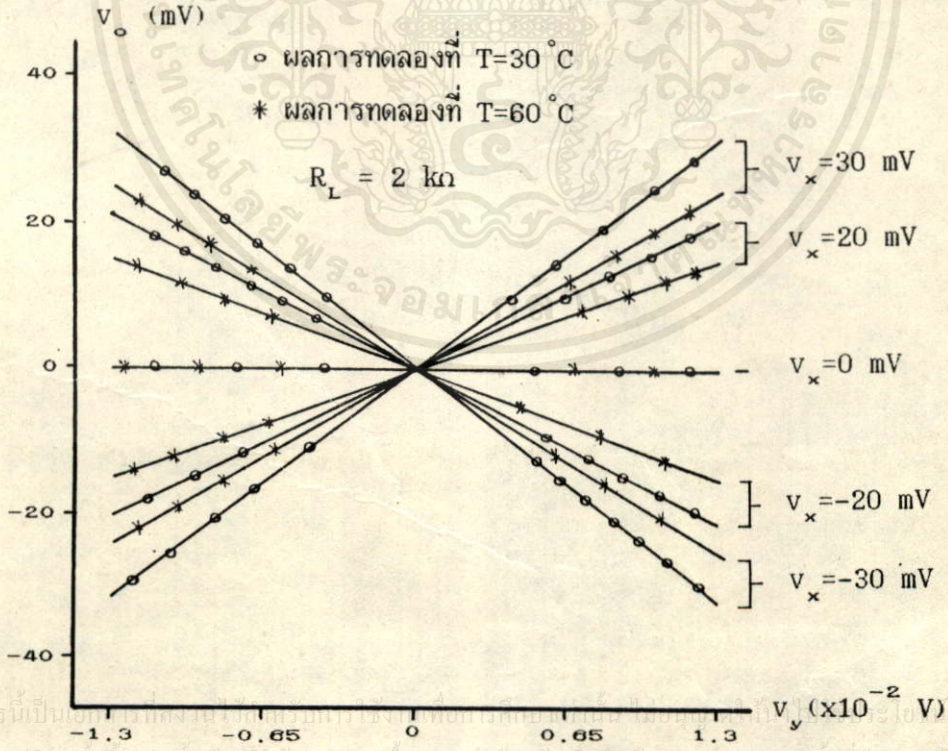
(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5-6 ผลการทดลองใช้งานวงจรคูณสัญญาณ

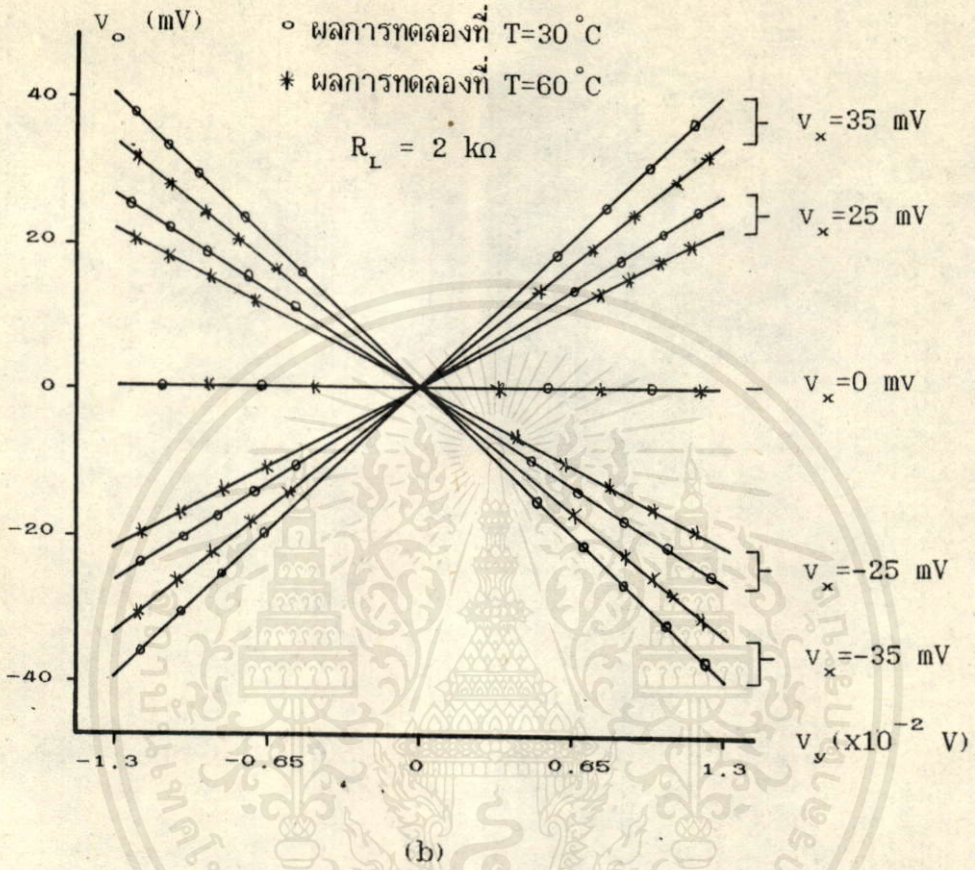
โดยผลการทดลองซึ่งแสดงในรูป 5-6a เกิดจากการนำเอาวงจรคูณสัญญาณมาใช้เป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่า และสำหรับผลการทดลองซึ่งแสดงในรูป 5-6b เกิดจากการป้อนสัญญาณอินพุท v_x และ v_y เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เท่ากันเข้าไป ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลคูณออกมาเป็นรูปพาราโบลา ตรงตามทฤษฎี และสำหรับภาพในรูป 5-6c แสดงให้เห็นผลของการนำเอาวงจรคูณสัญญาณไปใช้ประกอบเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งจากผลของการทดลองเหล่านี้แสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถปฏิบัติหน้าที่ของวงจรคูณสัญญาณได้อย่างดี

เพื่อเป็นการตรวจสอบเกี่ยวกับผลของอิทธิพลของอุณหภูมิ เราจึงได้ทดลองต่อวงจรดังแสดงในรูป 5-4 และ 5-5 ขึ้น โดยที่วงจรคูณสัญญาณที่ยังไม่ได้ลดอิทธิพลของอุณหภูมิรูป 5-4 ใช้ตัวภาระเป็นความต้านทาน R_L = 2 kΩ ซึ่งผลการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิ 30 °C และ 60 °C มีแสดงเปรียบเทียบกันอยู่ในรูป 5-7a และ 5-7b ตามลำดับ ซึ่งเราจะเห็นได้ชัดเจนว่า วงจรที่ยังไม่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมินั้น อุณหภูมิจะมีผลต่อเอาท์พุทที่ได้ออกมาเป็นอย่างมาก



(a)

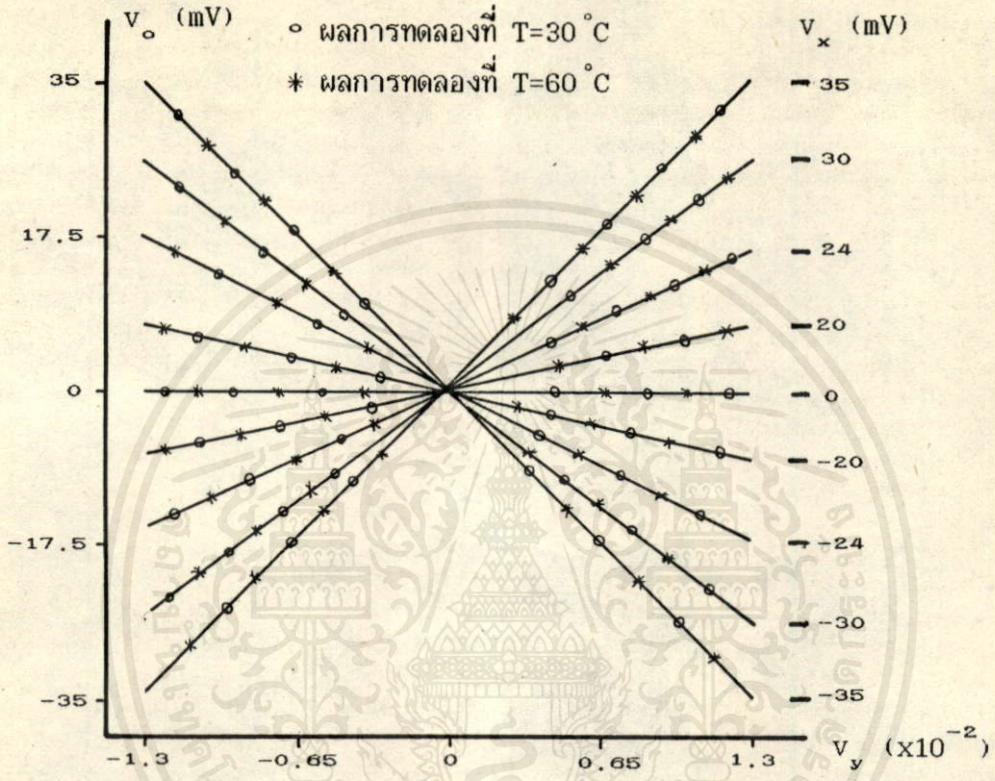
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-7 ผลการทดลองวงจรคูณสัญญาณที่ยังไม่ได้ลดอิทธิพลของอุณหภูมิ

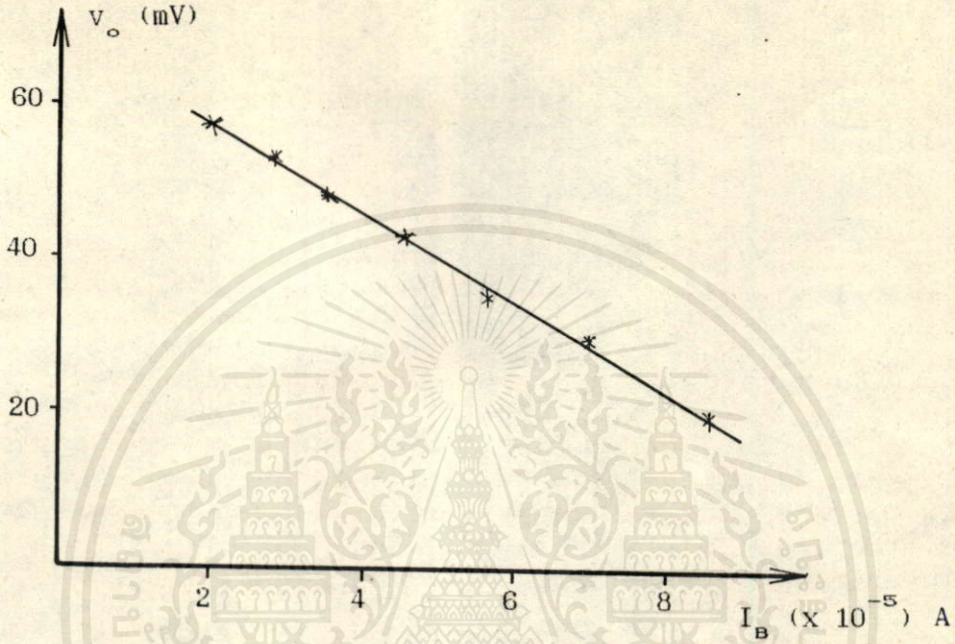
และเพื่อเป็นการทดสอบวงจรใหม่ของเราว่าสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้จริงตามทฤษฎีเราจึงได้ต่อวงจรตามรูป 5-5 ขึ้นมาทดลอง ซึ่งในการทดลองนี้เราใช้ $I_{B3} \equiv 45\ \mu A$ ซึ่งผลการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิ 30 °C และ 60 °C มีเปรียบเทียบกันอยู่แสดงดังในรูป 5-8 ซึ่งเราจะพบว่าการทำงานของวงจรที่อุณหภูมิทั้งสองนั้นให้ผลการทดลองที่ใกล้เคียงกัน จนไม่สามารถเห็นความแตกต่างได้ตามทฤษฎีทุกประการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5-8 ผลการทดลองวงจรคูณสัญญาณที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิแล้ว

และท้ายที่สุดในรูป 5-9 ได้แสดงให้เห็นถึงการทดลองหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบอัส I_{B3} กับ v_o หรืออีกนัยหนึ่งก็คือสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรของเรานั่นเอง ในการทดลองนี้เราได้กำหนดค่าสัญญาณที่ใช้ในการคูณให้คงที่ คือ v_x = 10 mV และ v_y = 20 mV และทดลองเปลี่ยนค่า I_{B3} และสังเกตค่าการเปลี่ยนแปลงของเอาท์พุท v_o ตามรูปจะพบว่า v_o แปรผกผันกับ I_{B3} ตามทฤษฎีจริง



รูปที่ 5-9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{B3} กับ V_o

สรุป

จากผลการทดลองที่แสดงมาทั้งหมด ชี้ให้เห็นว่าถ้าไม่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิแล้ว อุณหภูมิจะมีอิทธิพลต่อผลของการคูณสัญญาณในวงจรคูณสัญญาณแบบพื้นฐานที่ใช้ OTA อยู่อย่างมาก และเมื่อได้มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงตามวิธีของเราแล้ว การทดลองได้แสดงให้เห็นว่าวงจรคูณสัญญาณของเราสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้จริงตามทฤษฎี นอกจากนี้แล้ววงจรคูณสัญญาณที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิ ยังสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยการปรับค่า I_{B3} ซึ่งทำให้วงจรของเรามีคุณสมบัติเด่นกว่าวงจรคูณสัญญาณที่มีขายกันตามท้องตลาด จึงนับได้ว่าวงจรของเรานั้นควรเป็นวงจรที่มีประโยชน์ในการใช้งานอยู่มากวงจรหนึ่ง

บทที่ 6

วงจรทวีความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าโดยใช้ OTA

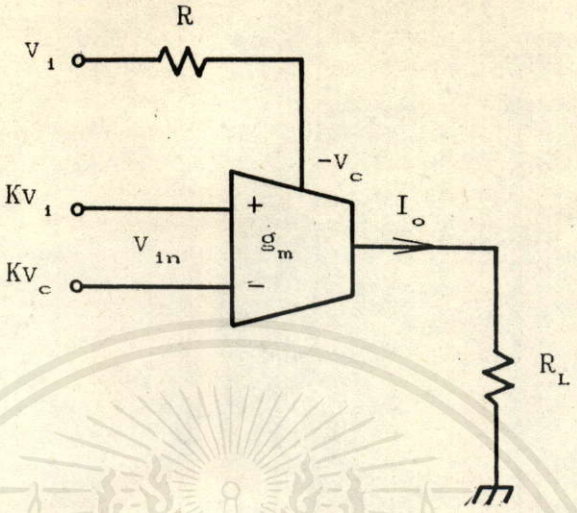
6-1 กล่าวนำ

ในบทที่ 5 เราได้กล่าวถึงการพัฒนาวงจรคูณสัญญาณที่สร้างด้วย OTA ในลักษณะที่สามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้ และเราได้ทดลองใช้วงจรมาทำหน้าที่ทวีความถี่ 2 เท่า ซึ่งก็ปรากฏผลใช้ได้ดีดังแสดงให้เห็นในบทที่ 5 นั้นแล้ว อย่างไรก็ตามถ้าสถานภาพการใช้งานของวงจรนั้นอยู่ในสถานภาพที่รักษาอุณหภูมิได้ เราก็ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องสร้างวงจรทวีความถี่ด้วยวงจรคูณสัญญาณในที่เราเสนอมาในบทที่ 5 ในบทนี้เราได้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถ สร้างวงจรทวีความถี่ 2 เท่า และทวีความถี่ 3 เท่า โดยใช้ OTA เพียง 1 ตัว และ 3 ตัวตามลำดับ

6-2 วงจรทวีความถี่ 2 เท่าโดยใช้ OTA เพียงตัวเดียว

เป็นที่ทราบกันว่าสำหรับหลักการของวงจรทวีความถี่ 2 เท่า [19]-[24] ของสัญญาณรูปไซน์นั้นอาศัยการคูณกันของสัญญาณอินพุทเพื่อให้ได้เทอมกำลังสองออกมาก่อน และกำจัดส่วนที่เป็น DC ออกในภายหลัง อย่างไรก็ดีสำหรับการใช้ผลการคูณสัญญาณ โดยใช้อินพุทโวลเตจป้อนเข้าโดยแบบง่าย ๆ ตรงทางอินพุทขั้วใดขั้วหนึ่งของ OTA และการป้อนเข้าเพื่อทำให้เกิดกระแสไบอัส I_B ดังแสดงในรูป 5-1 นั้นจะมีเทอมกำลังหนึ่งของอินพุทปรากฏรวมออกมาที่เอาท์พุท [ดูสมการ (5-6) ประกอบ] ซึ่งเทอมกำลังหนึ่งจะเป็นส่วนที่คอยรบกวนส่วนของสัญญาณที่ได้ถูกทวีความถี่ออกมาแล้วให้รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนจากที่เราต้องการไปและเพื่อแก้ปัญหานี้เราจึงได้คิดจัดลักษณะของวงจรขึ้นใหม่ดังแสดงในรูป 6-1 ซึ่งการวิเคราะห์วงจรนี้มีดังต่อไปนี้คือ

เอกสารนี้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6-1 วงจรทวีความถี่ 2 เท่า แบบง่ายโดยใช้ OTA 1 ตัว

จากรูปที่ 6-1 เมื่อ $(-v_c)$ คือค่าศักดาไฟฟ้าตรงขั้วที่ต่อเพื่อควบคุมกระแส I_B ของ OTA เราสามารถหาค่าความสัมพันธ์ของกระแสเอาท์พุท I_o ของ OTA ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จากสมการ (6-1)

$$I_o = g_m V_{in} = I_B V_{in}/2V_T \qquad (6\text{-}1)$$

แต่ $I_B = (v_i + v_c)/R$ และ $v_{in} = K(v_i - v_c)$ โดย K เป็นค่าคงที่ใด ๆ ซึ่งใช้เป็นค่าสเกลลิงก์แฟคเตอร์ (Scaling factor) เพื่อให้สามารถลดขนาดของสัญญาณอินพุท v_i และ v_c ให้เหมาะสมที่จะป้อนให้กับ OTA ได้ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_o = K(v_i - v_c)(v_i + v_c)/2RV_T$$

$$= K[(v_i)^2 - (v_c)^2]/2RV_T \qquad (6\text{-}2)$$

ปกติค่า ($-v_c$) มีค่าสูงกว่าไฟเลี้ยง OTA ด้านลบอยู่ประมาณ (0.6-0.7) หรือ (1.2-1.4) V เช่น OTA เบอร์ 3080 และ 13600 ตามลำดับ , V_T = 26 mV ที่อุณหภูมิ 25 °C ดังนั้นค่ากระแสไฟฟ้าเอาท์พุท v_o ก็มีค่าดังนี้

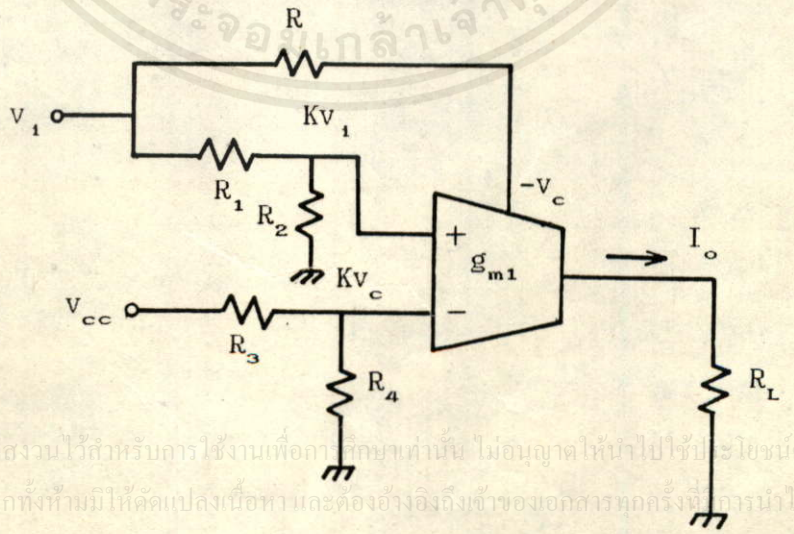
$$v_o = I_o R_L = KR_L\{(v_i)^2 - (v_c)^2\}/2RV_T \qquad (6\text{-}3)$$

จากสมการ (6-3) ถ้า $v_i = A\cos \omega t$ แล้วจะได้ว่า

$$v_o = KR_L\{A^2\cos^2 \omega t - (v_c)^2\}/2RV_T$$

$$= KR_L\{(A^2\cos 2\omega t)/2 + (A^2/2 - (v_c)^2)\}/2RV_T \qquad (6\text{-}4)$$

จากสมการ (6-4) จะได้สัญญาณเอาท์พุทเป็นสองส่วนคือ ส่วนหนึ่งเป็นคลื่นรูปไซน์ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่า ของสัญญาณอินพุทและอีกส่วนหนึ่งเป็นค่ากระแสไฟฟ้า DC ซึ่งส่วนที่เป็นไฟ DC นี้เราสามารถที่จะขจัดออกไปจากวงจรได้โดยง่าย จากวงจรเริ่มต้นแบบง่าย ๆ นี้เราสามารถนำมาสร้างวงจรที่สมบูรณ์ได้ดังในรูป 6-2



รูปที่ 6-2 แสดงวงจรทวีความถี่ 2 เท่าที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

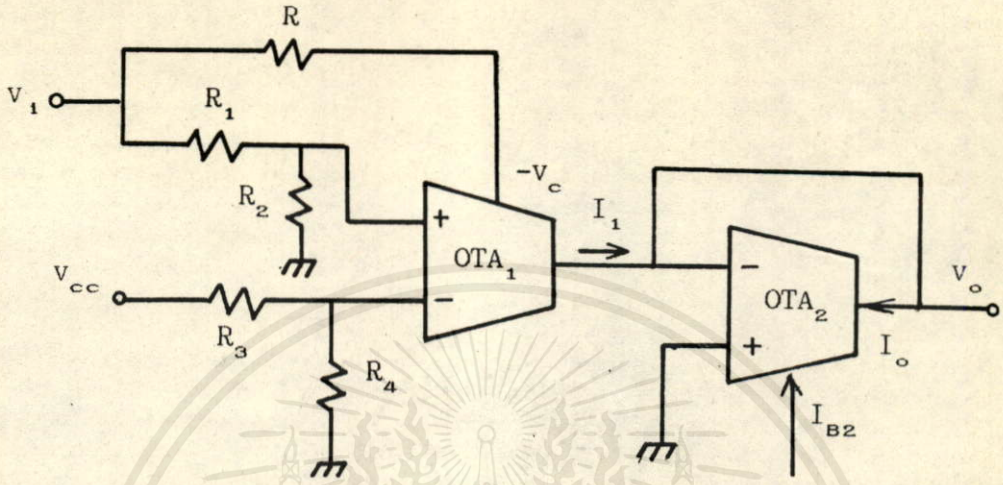
จากรูป 6-2 ค่า K ที่ได้คือ $K = R_2/(R_1 + R_2)$ โดยมีเงื่อนไขว่าเราต้องปรับอัตราส่วนค่า R_3 หรือ/และ R_4 ให้ได้ว่า $v_{cc4}R_4/(R_3 + R_4) = Kv_c$ ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนี้หมายความว่าสมการของเอาท์พุทโวลเตจก็คือ

$$v_o = R_2R_L\{A^2\cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2)\}/4RV_T(R_1+R_2) \qquad (6\text{-}5)$$

จากสมการ (6-5) เราจะพบว่า v_o ของรูป 6-2 ยังคงมีเทอมของ V_T ซึ่งเป็นค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิรวมอยู่ด้วย โดยเราสามารถทำได้โดยเราใช้เทคนิคอย่างเดียวกับเทคนิคที่เราใช้มาแล้วในบทที่ 5 คือ ใช้ตัวภาระที่เป็น OTA มาเพิ่มขึ้น ซึ่งก็จะได้วงจรเป็นดังแสดงในรูป 6-3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6-3 แสดงวงจรทวีความถี่ 2 เท่าที่มีการชดเชยผลของอุณหภูมิ

เมื่อพิจารณากระแสที่ OTA_2 ในรูป 6-3 จะได้

$$I_o = V_o g_{m2} = V_o I_{B2}/2V_T \qquad (6\text{-}6)$$

แต่กระแส I_o จาก OTA_2 นี้มีค่าเท่ากับ I_1 จาก OTA_1 ซึ่ง I_1 ของ OTA_1 นั้นหาได้จากสมการ (6-4) กล่าวคือ

$$I_1 = R_2\{A^2\cos 2\omega t + (A^2 - 2(v_c)^2)\}/4(R_1+R_2)RV_T \qquad (6\text{-}7)$$

เพราะฉะนั้นสมการ (6-6) จึงเท่ากับสมการ (6-7) ซึ่งจะเป็นผลให้ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสาร... ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o I_{B2}/2V_T = R_2\{A^2\cos 2\omega t + (A^2 - 2(V_c)^2)\}/4(R_1+R_2)RV_T$$

หรือ

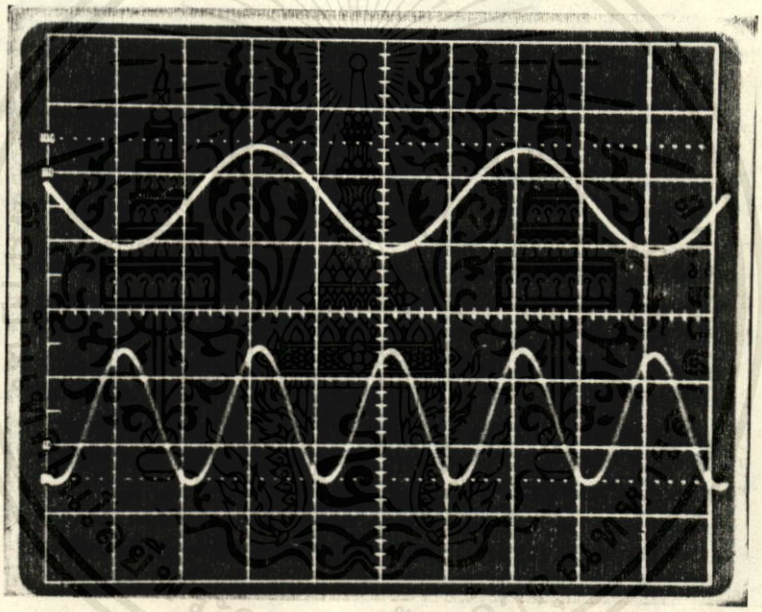
$$V_o = R_2\{A^2\cos 2\omega t + (A^2 - 2(V_c)^2)\}/2(R_1+R_2)RI_{B2} \qquad (6\text{-}8)$$

ซึ่งเราจะพบว่า สัญญาณเอาท์พุท V_o จากสมการ (6-8) นั้นไม่มีเทอมของ V_T รวมอยู่ด้วย แล้วดังนั้นจึงเท่ากับว่าเราได้กำจัดอิทธิพลของอุณหภูมิหมดไปจากวงจรทวีความถี่ 2 เท่าแล้วนั่นเอง นอกจากนี้ผลพลอยได้อีกอย่างหนึ่งของการใช้เทคนิคการกำจัดอิทธิพลอุณหภูมิแบบนี้ก็คือวงจรสามารถปรับอัตราการขยายสัญญาณได้โดยปรับกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6-3 การทดลองสร้างวงจรทวีความถี่ 2 เท่า

เพื่อทดสอบวงจรทวีความถี่ 2 เท่า ตามแบบที่เราได้คิดขึ้นมา เราได้ทำการต่อวงจรดังในรูป 6-2 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , R_1 = 100 kΩ , R_2 = 1 kΩ , R_L = 10 kΩ ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีดังแสดงในรูป



รูปที่ 6-4 ผลการทดลองของวงจรทวีความถี่ 2เท่า

จากรูป 6-4 จะเห็นได้ว่าวงจรตามแบบของเราสามารถทำงานเป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่าได้จริง โดยใช้ OTA เพียงตัวเดียว และอาศัยหลักการทวีความถี่ในหัวข้อนี้ทำให้เราสามารถสร้างวงจรทวีความถี่ 3 เท่าได้ โดยการเพิ่ม OTA เข้าไปอีก 2 ตัว ดังที่จะได้เสนอในหัวข้อต่อไป

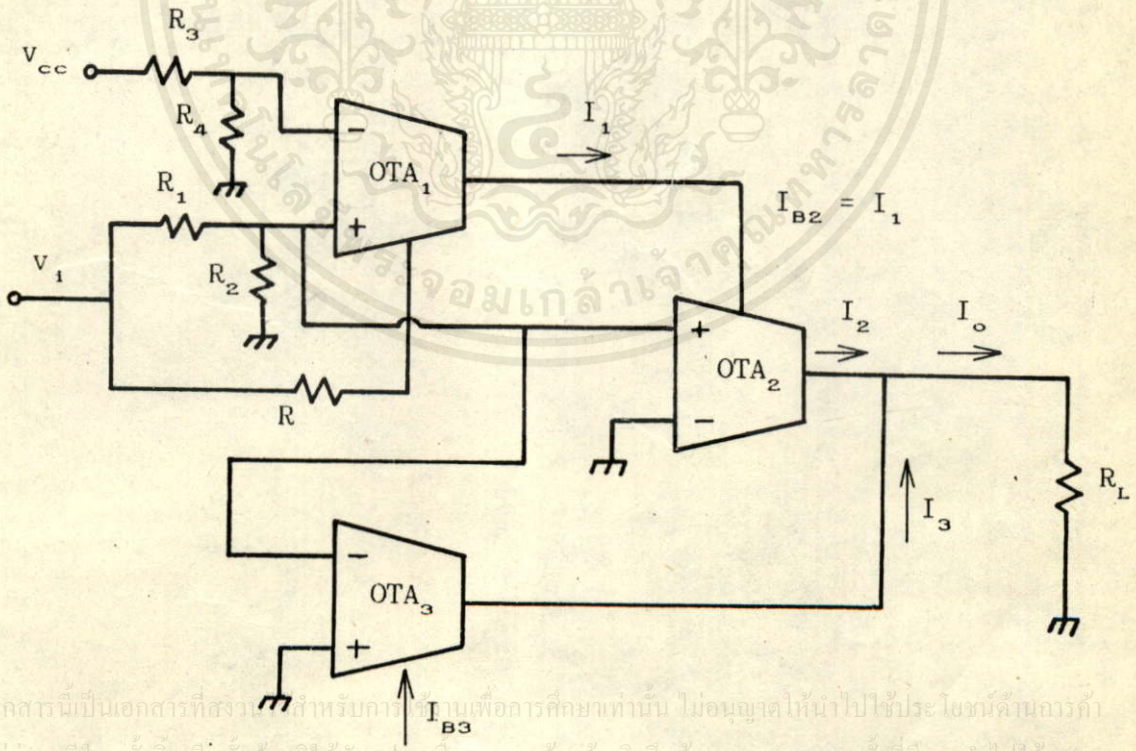
6-4 วงจรทวีความถี่ 3 เท่า

ในหัวข้อที่ 6-3 เราได้กล่าวถึงวงจรทวีความถี่ 2 เท่ามาแล้ว ในหัวข้อนี้เราจะได้กล่าวถึง วงจรทวีความถี่ 3 เท่าบ้าง ซึ่งประโยชน์ของการทวีความถี่นั้นคงสามารถนำไปใช้งานบางประเภทได้เช่น ในการสร้างสัญญาณ (wave form synthesiser) หรืองานสร้างเครื่องมือวัดบางอย่างเช่นนี้เป็นต้น

หลักการของเราคงใช้หลักการพื้นฐานจากวิชาตรีโกณมิติ ซึ่งเราทราบว่า

$$\cos 3\omega t = 4\cos^3 \omega t - 3\cos \omega t \qquad (6\text{-}9)$$

โดยการยึดสมการ (6-9) เป็นหลัก ทำให้เราคิดสร้างวงจรทวีความถี่ 3 เท่าขึ้นมาดังแสดงในรูป 6-5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6-5 วงจรทวีความถี่ 3 เท่าที่สมบูรณ์

การวิเคราะห์วงจรนี้สามารถทำได้โดยง่าย เพราะเราทราบได้จากหัวข้อ 6-3 แล้วว่า OTA_1 จะให้กระแสเอาท์พุท I_1 ออกมาในรูป

$$I_1 = K[v_i^2 - v_c^2]/R \qquad (6\text{-}10)$$

เมื่อเราปรับค่า R_1 , R_2 , R_3 , R_4 ให้เหมาะสม

ดังนั้นเมื่อเรานำกระแส I_1 นี้ไปบังคับเป็นกระแสไบอัส I_{B2} ของ OTA_2 และป้อนค่าอินพุทตามวงจรแล้ว เราก็จะได้ว่ากระแสเอาท์พุท I_2 ของ OTA_2 มีค่าดังนี้คือ

$$I_2 = K^2[v_1^3 - v_c^2 v_1]/4V_T^2 R \qquad (6\text{-}11)$$

ซึ่งเมื่อเราป้อนสัญญาณอินพุท $v_1 = A\cos \omega t$ Volt โดยที่ A คือค่าแมกนิจูด (magnitude) ของสัญญาณอินพุท ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$I_2 = K^2[A^3 \cos^3 \omega t - v_c^2 A\cos \omega t]/4V_T^2 R \qquad (6\text{-}12)$$

จากสมการ (6-9) และ (6-12) จะเห็นว่าถ้าสมมุติว่าเราสามารถปรับอัตราส่วน $(A/v_c)^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 4/3 ได้เราก็จะได้

$$I_2 = [Kv_c/4V_T]^2 A^3 (\cos 3\omega t)/R \qquad (6\text{-}13)$$

ซึ่งมีความถี่ทวีขึ้น 3 เท่าได้ แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากในทางปฏิบัติจริงกระแสไบอัส I_{B2} ไม่สามารถที่จะสลับทิศทางได้ เพราะมีไดโอดต่ออยู่ในตัว OTA ดังนั้นในช่วงที่กระแส I_1 ของสมการ (6-10) เป็นลบจึงไม่สามารถขับให้เกิดกระแสไบอัส I_{B2} ได้จริง ซึ่งเมื่อเราปรับ $(A/v_c)^2 = 4/3$ แล้ว ช่วงเวลาที่ I_1 เป็นลบจะมีอยู่ประมาณ 1/4 ของคาบเวลา ดังนั้นสำหรับข้อสมมุติดังกล่าวมานี้จึงไม่เป็นจริง ในทางปฏิบัติเราจึงต้องใช้ OTA_3 เพิ่มมาอีกตัวหนึ่ง เพื่อเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าอินพุท Kv_1 มาเป็น I_3 เพื่อไปช่วยเสริมทำให้เทอม

หลังของสมการ (6-12) มีค่าเป็น 3/4 เท่าของแมกนิจูดของเทอมแรก เนื่องจาก

$$I_3 = KI_{B3}V_1/2V_T$$

$$= KAI_{B3}(\cos \omega t)2V_T$$

และ

$$I_o = I_2 + I_3$$

ดังนั้น

$$I_o = K^2A^3(\cos^3 \omega t - (v_c/A)^2 \cos \omega t)/(2V_T)^2R$$

$$+ KI_{B3}A(\cos \omega t)/2V_T$$

หรือเมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้ว่า

$$I_o = K^2A^3[\cos^3 \omega t - (v_c/A)^2 \cos \omega t + (I_{B3}2V_TR\cos \omega t)/KA^2]/(2V_T)^2R \quad (6\text{-}14)$$

จากสมการ (6-14) เมื่อเราปรับค่าอัตราส่วน $(Kv_c^2 - 2V_TI_{B3}R)/KA^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 3/4 แล้วจะได้สัญญาณกระแสเอาท์พุทเท่ากับ

$$I_o = K^2A^3[4\cos^3 \omega t - 3\cos \omega t]/4(2V_T)^2R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยอาศัยสูตรตรีโกณ (6-9) เราก็จะได้

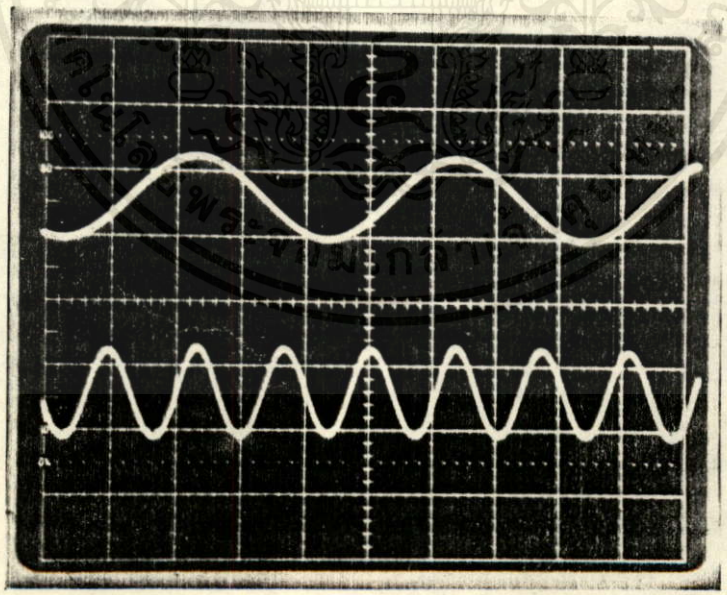
$$I_o = K^2A^3(\cos 3\omega t)/4(2V_T)^2R$$

ซึ่งกระแส I_o นี้จะไหลผ่านตัวภาระ R_L เกิดเป็นค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท v_o

$$v_o = K^2A^3R_L(\cos 3\omega t)/4(2V_T)^2R$$

6-5 ผลการทดลอง

เราได้ทำการทดลองต่อวงจรทวีความถี่ 3 เท่า ตามรูป 6-5 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 , R_1 = 100 kΩ , R_2 = 1 kΩ , R = 10 kΩ และปรับค่า I_{B3} ให้ได้เงื่อนไข $(Kv_c^2 - 2V_TI_{B3}R)/KA^2$ ให้มีค่าเท่ากับ 3/4 โดยที่ผลการทดลองแสดงได้ดังในรูป 6-6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6-6 แสดงผลการทดลองวงจรรูป 6-5

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถทำงานเป็นวงจรทวีความถี่ 3 เท่าได้ตามทฤษฎี

6-6 สรุป

ผลงานในบทนี้เป็นการนำเอา OTA มาประยุกต์ใช้สร้างวงจรทวีความถี่ ของสัญญาณรูปไซน์ โดยเริ่มต้นด้วยวงจรทวีความถี่ 2 เท่า และตามมาด้วยวงจรทวีความถี่ 3 เท่าตามลำดับ ซึ่งผลการทดลองที่ได้สอดคล้องใกล้เคียงกับทฤษฎีวงจรของเรา และนอกจากนี้แล้วเราได้แสดงวิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมิต่อวงจรทวีความถี่ 2 เท่าลงได้โดยใช้ OTA เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งตัว แต่อย่างไรก็ตาม วิธีลดอิทธิพลของอุณหภูมิเช่นเดียวกันนี้ แม้จะสามารถชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรทวีความถี่ 3 เท่าลงได้บ้าง แต่ก็ไม่สามารถกำจัดลงได้จนหมดสิ้น เราจึงไม่ได้แนะนำไว้ในเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

วงจรแปลงความถี่สัญญาณเป็นค่าศักดาไฟฟ้าซึ่งมีการกระเพื่อมต่ำ

7-1 กล่าวนำ

ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการนำเอา OTA ชนิดเดียวเท่านั้นที่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะต่าง ๆ กันมาแล้ว สำหรับในบทนี้เป็นเรื่องเกี่ยวกับการนำ OTA ไปใช้เป็นอุปกรณ์ร่วมในการสร้างเครื่องมือวัดความถี่ ที่เปลี่ยนค่าความถี่ให้เป็นค่าศักดาไฟฟ้า (Frequency to Voltage Converters) เป็นที่ทราบกันดีว่าวงจรแปลงความถี่เป็นศักดาไฟฟ้านี้มีประโยชน์มากในการประยุกต์ใช้งานกับระบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นในระบบงานควบคุม งานเครื่องมือวัด หรือในวงจร PLL

หลักการวัดความถี่ที่ใช้กันอยู่เดิมวิธีหนึ่งนั้น มีพื้นฐานอยู่บนวิธีการวัดค่ากระแสเฉลี่ยของสัญญาณความถี่ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่เรียกว่า Scaling Capacitor โดยการนำคลื่นสัญญาณความถี่ที่เข้ามานี้นั้น ให้จำกัดค่าศักดาไฟฟ้าให้เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างค่าสองค่า ซึ่งอาจได้มาจากการใช้วงจรอิเลกทรอนิกส์ มาตัด (Clipped) ให้เป็นคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน หรือการใช้วงจร Zero Crossing ดังนี้เป็นต้น สัญญาณที่ได้มานี้จะนำไปเรคติไฟร์ (rectified) ทำให้เกิดกระแสออกมาประจุลงบนตัวเก็บประจุ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลอยู่นี้จะมีค่าแปรผันโดยตรง กับจำนวนประจุที่ถูกประจุลงบนตัวเก็บประจุนั้น ในหนึ่งคาบเวลา (Period) ของสัญญาณนั้น ดังนั้นค่ากระแสเฉลี่ยดังกล่าวนี้ จึงสามารถเป็นตัวชี้บอกถึงค่าความถี่ของสัญญาณนั้นได้ [25]-[27]

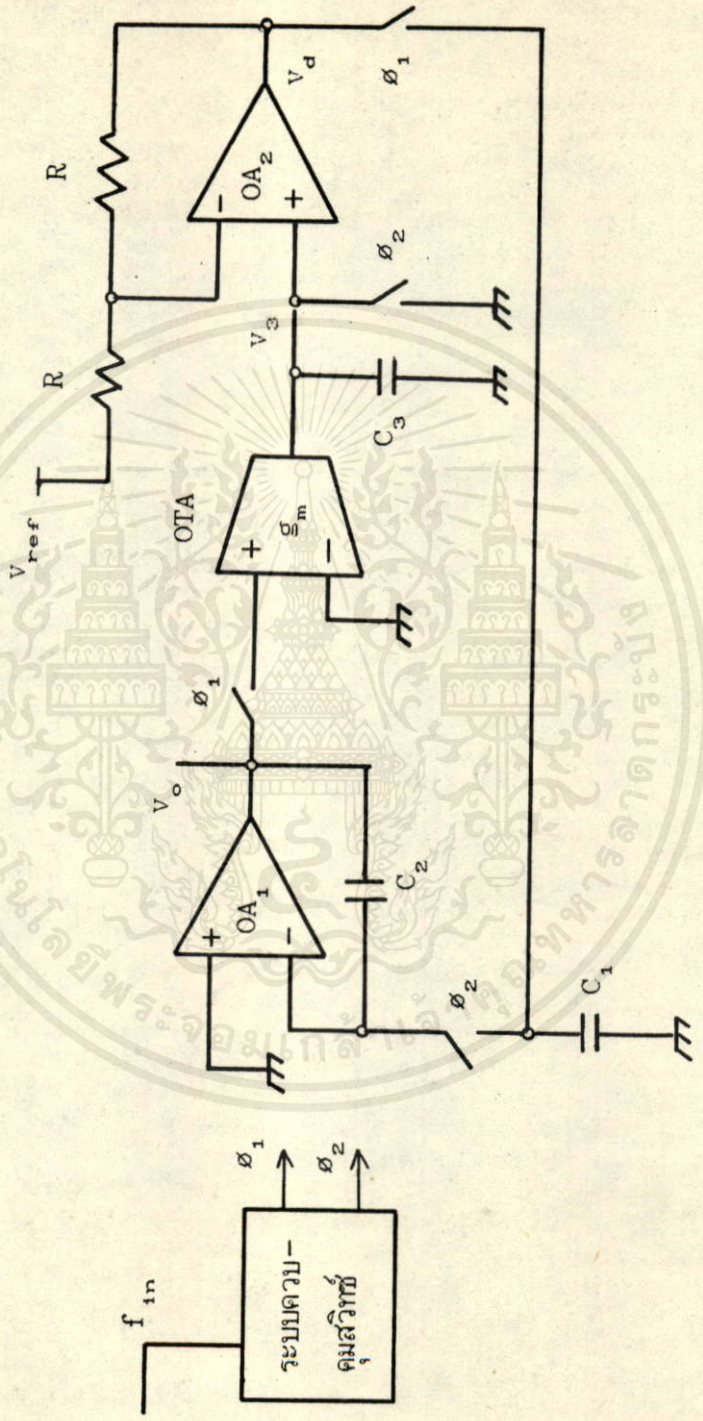
แม้ว่าไดโอดชนิดกระแสคงที่ (Constant Current Diode) สามารถช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของเครื่องมือวัดตามหลักการดังกล่าวข้างต้นนี้ให้ดีขึ้นได้บ้าง[28]แต่สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ก็ยังคงมีอัตราการกระเพื่อมของสัญญาณสูง โดยมีความถี่ของการกระเพื่อมเท่ากับสัญญาณเข้า ก่อให้เกิดปัญหาในด้านการประยุกต์ใช้งานอยู่ ต่อมา Reynolds [29] ได้คิดระบบแปลงความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้า ทำให้เกิดการปรับปรุงประสิทธิภาพ ของการวัดความถี่ได้ดียิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามระบบวงจรของ Reynolds ต้องใช้สวิทช์ 4 เฟส ซึ่งควบคุมโดย 2 Bit-

Counter ที่ใช้ความถี่ของสัญญาณเข้าเป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งนับได้ว่ายุ่งยากซับซ้อนพอสมควร

สำหรับในบทนี้ ได้เสนอระบบวงจรใหม่ ที่ได้วิเคราะห์มาโดยอาศัยหลักการป้อนกลับคล้ายกับหลักการของ Reynolds เพราะได้ใช้การเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าแทนการหักล้างกันของประจุบนตัวเก็บประจุ ซึ่งใช้ส่งถ่ายประจุรวมไปยังวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำให้เกิดความแน่นอนในการเปรียบเทียบได้ดียิ่งขึ้น และที่สำคัญคือระบบใหม่ของเรานี้ใช้สวิทช์เพียง 2 เฟส ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในระบบควบคุมสวิทช์ลงได้มาก และไม่มีความจำเป็นจะต้องใช้ 2-Bit Counter ด้วยยิ่งกว่านั้นจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบใหม่นี้ยังมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบของ Reynolds ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7-2 ระบบวงจรและการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7-1 แสดงระบบวงจรใหม่ที่ใช้วัดความถี่

แผนผังระบบวงจรใหม่มีดังแสดงในรูป 7-1 ส่วนประกอบที่สำคัญของระบบนี้แบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนคือ

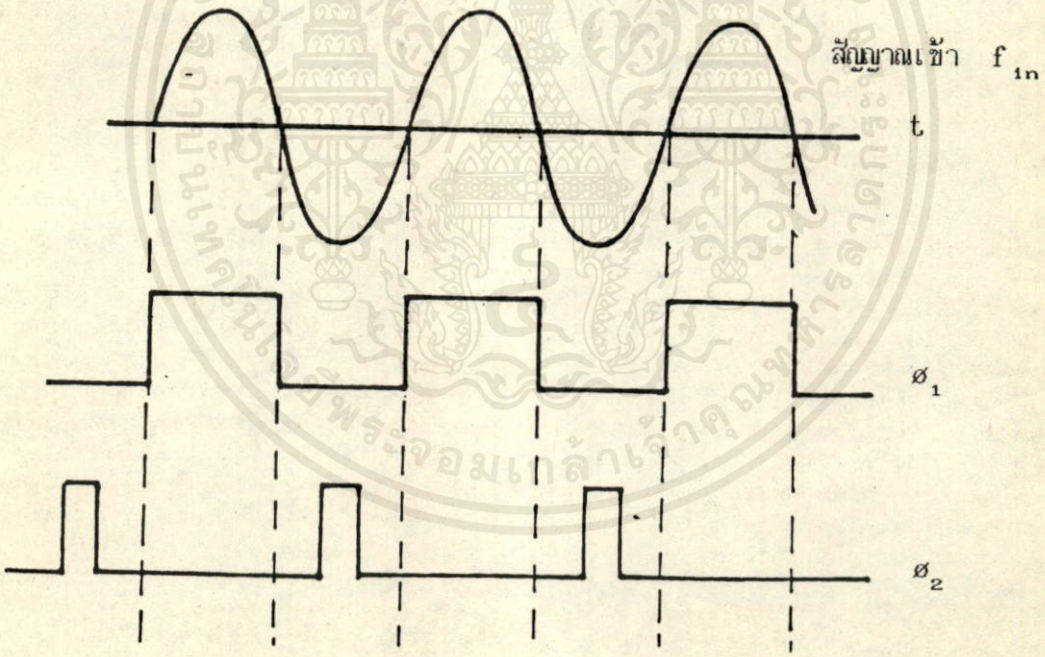
1) วงจรอินทิเกรทประจุ

2) ตัวแหล่งกำเนิดกระแสที่ถูกควบคุมโดยค่าศักดาไฟฟ้า (VCCS) หรือ OTA

3) วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างของค่าศักดาไฟฟ้า และ

4) วงจรระบบควบคุม Analog Switch ซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่สัญญาณเข้า

ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสการทำงานของสวิทช์ มีดังแสดงในรูป 7-2



รูปที่ 7-2 ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุมสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาตามระบบวงจรในรูป 7-1 ค่าสัญญาณออก v ของวงจรอินทิเกรท-

ประจุ (I_{C1}) ถูกกำหนดโดยประจุบนตัวเก็บประจุ C_2 ค่าสัญญาณออก v นี้ จะส่งผลทำให้เกิดกระแส I_3 ไหลเข้าทำการประจุตัวเก็บประจุ C_3 ในช่วงการทำงานของ ϕ_1 ทำให้ค่าประจุ Q_3 สูงสุดเท่ากับ $I_3T/2$ คูลอมบ์ (เมื่อ T คือคาบเวลาของสัญญาณเข้าตามรูป 7-2) ค่าประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะสร้างศักดาไฟฟ้า v_3 ขึ้นเปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้าอ้างอิง v_{ref} ทำให้มีสัญญาณออกของ I_{C3} เป็น v_d ซึ่งมีค่าเท่ากับ $(2v_3 - v_{ref})$ ค่า v_d นี้จะเป็นตัวกำหนดค่าประจุ Q_1 บน C_1 ซึ่งจะถูกส่งผ่านไปรวมกับค่าประจุบน C_2 เพื่อทำการแก้ไขสัญญาณออก v ให้ถูกต้องเมื่อสวิทช์ทำงานตาม ϕ_2 เราจะเห็นว่าระบบของวงจรนี้มีการทำงานในลักษณะของระบบสุ่มค่าสัญญาณป้อนกลับชนิดครบรอบ (Sample Close-Loop Feedback System) พฤติกรรมต่าง ๆ ของระบบตามขั้นตอนที่ได้อธิบายมานี้จะเกิดวนซ้ำแล้วซ้ำอีก จนกระทั่งการทำงานของวงจรเข้าสู่สถานะคงตัว (Equilibrium State) คือไม่มีประจุ Q_1 บน C_1 ถูกส่งผ่านไปสู่ C_2 เลย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ v_d มีค่าเป็นศูนย์

การทำงานของระบบนี้อาจอธิบายความสัมพันธ์ในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้คือ

$$v_{i+1} = v_i - Q_{1i}/C_2 \qquad (7\text{-}1)$$

$$Q_{1i} = C_1 v_{di} \qquad (7\text{-}2)$$

อักษรห้อย (Subcript) i หมายถึงลำดับครั้งของการทำงาน (Iteration Number) ของค่าตัวแปรต่าง ๆ ในระบบ โดยกำหนดให้ค่า i เพิ่มขึ้นทุก ๆ ครั้งที่มีการถ่ายเทประจุเรียบร้อยแล้ว ภายหลังการทำงานของสวิทช์ตาม ϕ_2

เมื่อวงจรทำงานเข้าสู่สถานะคงตัว v_{di} และ Q_{1i} มีค่าเป็นศูนย์ทำให้

$$v_{i+1} = v_i \qquad (7\text{-}3)$$

$$2v_{3i} = v_{ref} \qquad (7\text{-}4)$$

$$I_{3i}T/C_3 = v_{ref} \qquad (7\text{-}5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะเนื่องจาก $I_3 = g_m v_1$ เมื่อ g_m คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA ดังนั้นเราจะได้ว่าสมการ (7-5) ถ้าเราจัดสมการเสียใหม่ก็จะได้

$$I_{31} = V_{ref} C_3 / T \qquad (7-6)$$

เนื่องจาก $I_{31} = v_1 g_m$ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$V_1 = V_{ref} C_3 / T g_m \qquad (7-7)$$

เนื่องจาก $1/T = f$ เพราะฉะนั้นในสภาวะคงตัว

$$V_1 = V_{ref} C_3 f / g_m \qquad (7-8)$$

ซึ่ง $f=1/T$ คือความถี่สัญญาณเข้าตามสมการ (7-7) เราจะได้ว่าสัญญาณเอาท์พุท v หรือ v_1 ที่ได้จากวงจรในสถานะคงตัวนั้น มีค่าแปรผันโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณเข้าตามต้องการ

ผลการตอบสนองที่เปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณเข้าได้เปลี่ยนแปลงไปอย่างฉับพลัน แบบขั้นบันไดนั้น สามารถพิจารณาได้จากสมการ (7-1) เราจะพบว่ามันมีความถี่อยู่ความถี่หนึ่ง ซึ่งค่าการเปลี่ยนแปลงของ v และ Q ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของความถี่มีค่าเป็นไปตามสภาวะดังต่อไปนี้คือ

$$dv_1/df = -(dQ_1/df)1/C_2 \qquad (7-9)$$

ซึ่งภายใต้สภาวะนี้การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณเข้า จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของประจุที่พอจะชดเชยให้เกิดสถานะคงตัวของสัญญาณในระบบได้อย่างทันทีในช่วงเวลาของการสวิทช์ และโดยการแก้สมการ (7-9) แทนค่า v_1 จาก (7-8) ลงใน (7-9) จัดสมการใหม่จะได้

$$df = - g_m dQ_{11}/C_2C_3V_{ref}$$

หรือ

$$f_o = - g_m Q_{11}/C_2C_3 \qquad (7\text{-}10)$$

เนื่องจากในสถานะภาพนี้ การทำงานของวงจรจะเข้าสู่สถานะคงตัว โดยการทำงานเพียง 1 รอบของสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมสวิทซ์เท่านั้น ดังนั้นสภาวะที่จำเป็นคือค่า Q_{11} จะต้องมีค่า $V_{d1} = -V_{ref}$ พอดี และเนื่องจาก $Q_{11} = C_1V_{d1}$ เพราะฉะนั้น $Q_{11} = -C_1V_{ref}$ ซึ่งเมื่อแทนค่าลงใน (7-10) แล้วจะได้

$$f_o = C_1g_m/C_2C_3 \qquad (7\text{-}11)$$

จากสมการ (7-1) เราจะพบว่าถ้าความถี่ของสัญญาณเข้า f ไม่เท่ากับ f_o แล้วผลการตอบสนองของสัญญาณเอาท์พุท V_1 จะมีค่าเปลี่ยนแปลงก่อนการเข้าสู่สภาวะคงตัวในลักษณะดังต่อไปนี้คือ

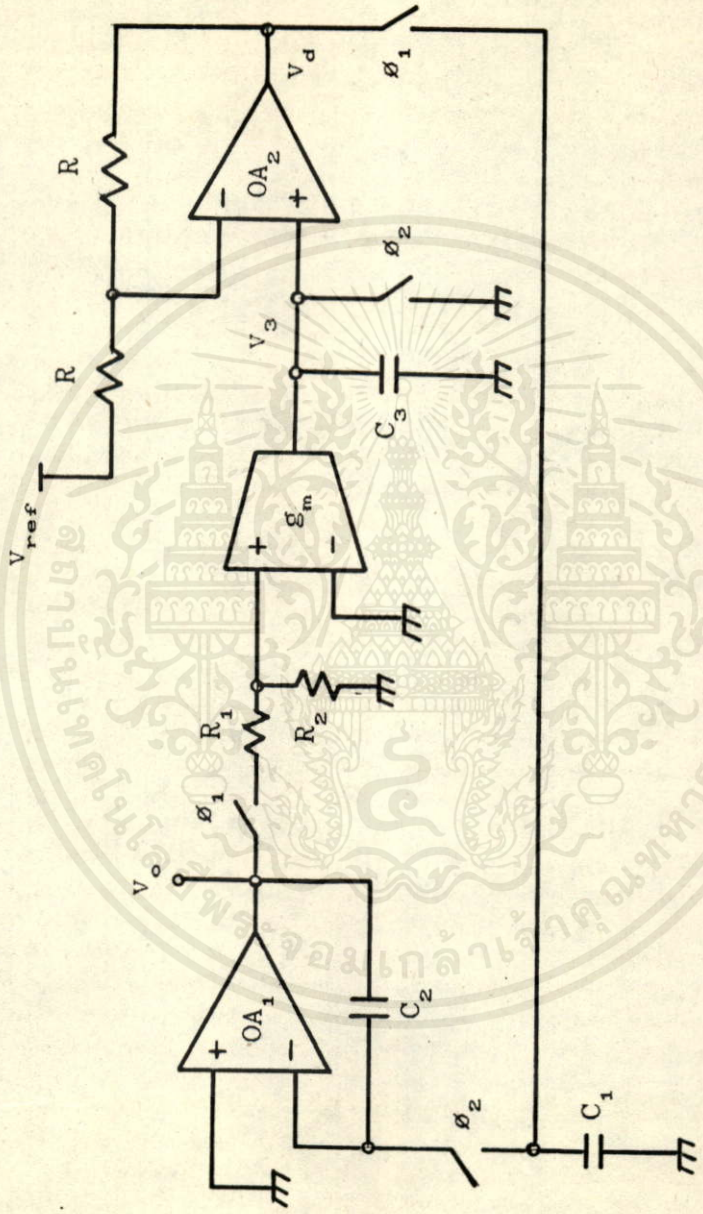
1) ถ้า $f > f_o$ ผลการตอบสนอง V_1 จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะคงตัวตามลำดับของการสวิทซ์

2) ถ้า $f_o > f > f_o/2$ ผลการตอบสนองจะเกิด Overshoot และมีการปรับตัวเข้าสู่สภาวะคงตัวในลักษณะที่มีการ Oscillation ของ V_1 ที่ค่อย ๆ ลดลงตามลำดับของการสวิทซ์

3) ถ้า $f < f_o/2$ ผลการตอบสนองจะหมดสเถียรภาพ ในการปรับตัวของ V_1 เข้าไปสู่สภาวะคงตัว จากสมการ (7-12) และ (7-9) เราจะเห็นว่า f_o สามารถที่จะกำหนดเป็นอิสระจากค่าสัมประสิทธิ์ของการแปลงค่าความถี่เป็นค่าศักดาไฟฟ้า (ค่าสัมประสิทธิ์นี้คือ $V_{ref}C_3/g_m$) โดยการปรับค่าอัตราส่วน C_1 และ C_2 ทำให้เกิดความสะดวกในการออกแบบระบบเครื่องมือวัดความถี่นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7-3 การทดลองตรวจสอบผลของวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7-3 วงจรเครื่องวัดความถี่ที่ใช้ในการทดลอง

ในการตรวจสอบผลเราได้ทำการต่อวงจรตามรูป 7-3 ซึ่งในรูป 7-3 จะมีความแตกต่างกับวงจรในรูป 7-1 อยู่ตรงที่ในรูปวงจร 7-3 มีความต้านทาน R_1 และ R_2 เพิ่มเข้ามาเป็นตัวแบ่งค่าศักดาไฟฟ้า เพื่อที่จะให้ได้ค่าศักดาไฟฟ้าที่พอเหมาะสำหรับการทำงานของ OTA ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากขีดจำกัดศักดาไฟฟ้าอินพุทของ OTA เพราะที่ภาคอินพุทของ OTA มีลักษณะเป็นวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียลดังนั้นสัญญาณอินพุทที่ทำให้ OTA ทำงานได้ถูกต้องในช่วงเชิงเส้นจะต้องไม่เกิน 50 mV ซึ่งผลของความต้านทานแบ่งค่าศักดาไฟฟ้าดังกล่าวจะทำให้สมการของ f_o เปลี่ยนไปดังนี้

$$f_o = KC_1g_m/C_2C_3$$

โดยที่

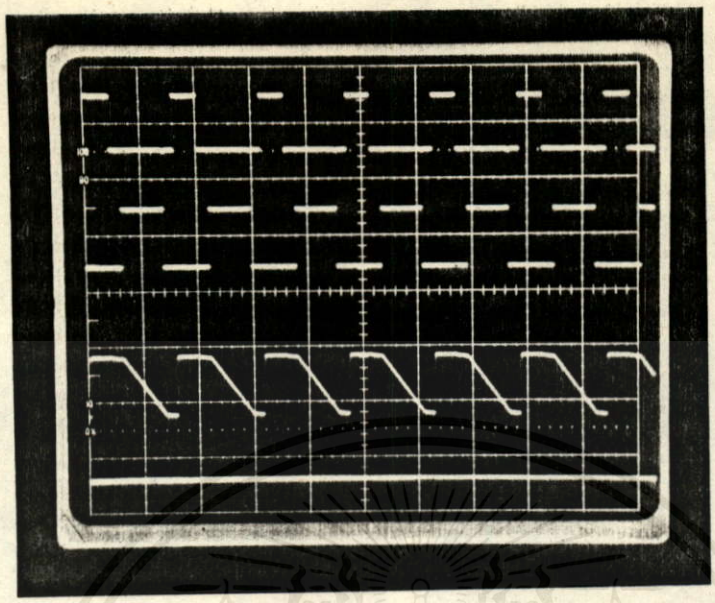
$$K = R_2/(R_1 + R_2)$$

และสมการค่าศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจร v_1 มีค่าเป็นดังนี้

$$V_1 = V_{ref}C_3f/g_mK$$

ในรูปที่ 7-3 เราใช้ IC และอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้คือ SCL 4066 B, μA 741 และ RCA 3080 , สำหรับ Analog switch , OP-AMP , และ OTA ,$C_1 = C_2 = 0.1\ \mu F$, $C_3 = 0.047\ \mu F$, $R = 1\ k\Omega$, $R_1 = 20\ k\Omega$, $R_2 = 2\ k\Omega$, $v_{ref} = 0.3$ V และปรับค่า $g_m = 1.5 \times 10^{-3}$ ʊ เราจะได้ค่า $f_o = 1.5\ kH_z$ แล้ววัดค่าตอบสนองความถี่ต่าง ๆ และสังเกตดูพฤติกรรมของการตอบสนอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ϕ_2 10 V/Div

ϕ_1 10 V/Div

V_d 0.2 V/Div

V_1 0.1 V/Div

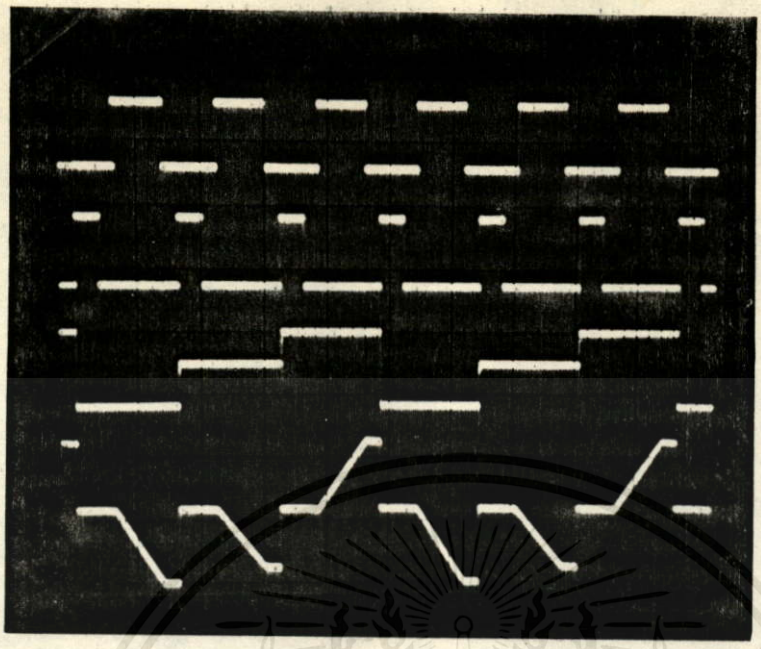
(a) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะคงตัว

V_d 1 V/Div

V_1 2 V/Div

(b) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะไม่คงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



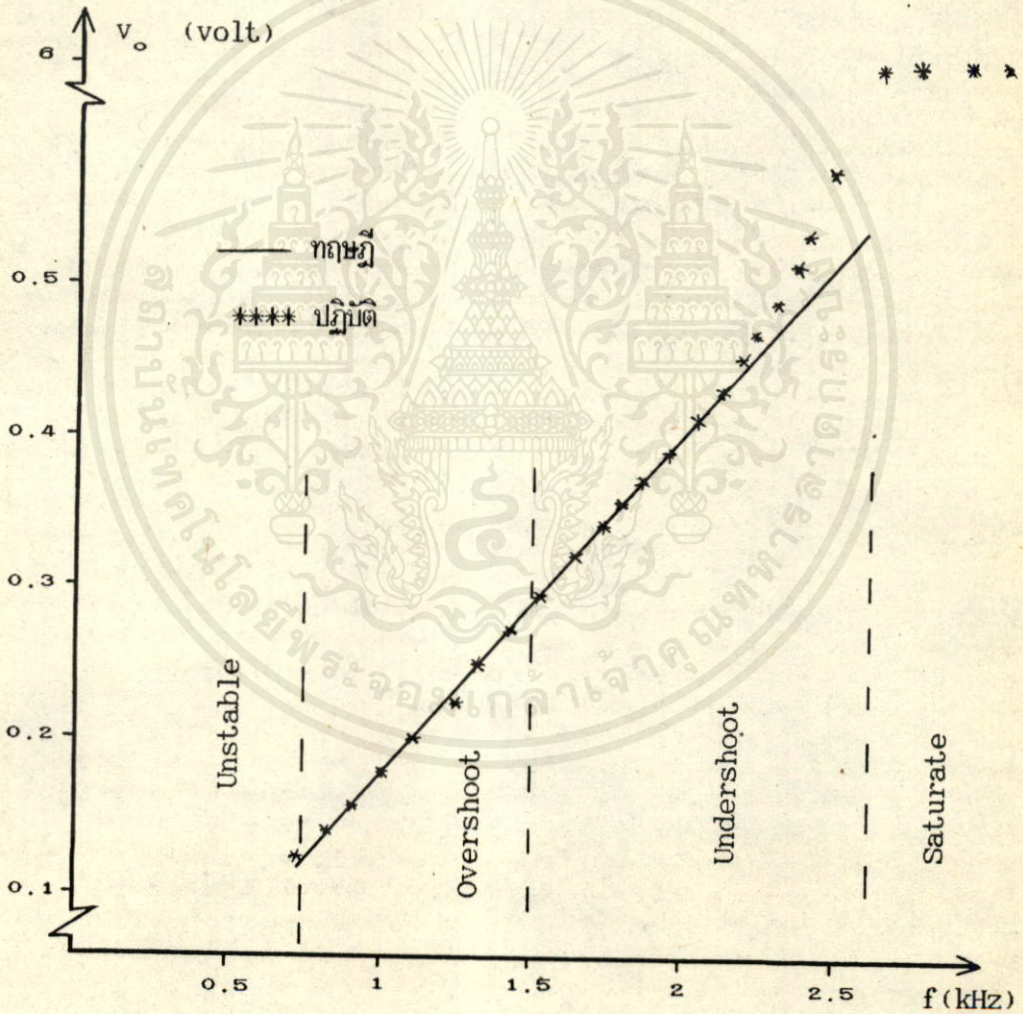
(c) แสดงสัญญาณการตอบสนองของวงจรในสภาวะไม่คงตัว

รูปที่ 7-4 แสดงผลการตอบสนองของวงจรในการที่จะปรับตัวเข้าสู่สถานะคงตัว

ในรูป 7-4a แสดงให้เห็นสถานภาพของสัญญาณต่าง ๆ ในขณะที่วงจรอยู่ในสถานะคงตัว โดยเส้นสัญญาณ 1-4 นับจากบนลงล่าง ซึ่งสัญญาณเส้นที่ 1 และ 2 แสดงการควบคุมการปิดเปิดสวิทช์ สัญญาณเส้นที่ 3 เป็นสัญญาณที่ขั้ว C_1 แสดงการรับและถ่ายเทประจุให้แก่ C_2 และสัญญาณเส้นที่ 4 ล่างสุดเป็นสัญญาณศักดาไฟฟ้าเอาท์พุท ซึ่งเห็นได้ว่าเป็นเส้นตรงราบเรียบเกือบไม่มีการกระเพื่อมเลย สำหรับผลการตอบสนองในรูป 7-4b นั้นเป็นสภาวะที่วงจรไม่สามารถปรับตัวเข้าสู่สถานะคงตัวได้ สัญญาณเส้นบนแสดงการรับและส่งถ่ายประจุของ C_1 ให้แก่ C_2 และสัญญาณเส้นล่างเป็นสัญญาณศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทที่มีสัญญาณสองระดับ

ในรูป 7-4c เป็นการแสดงให้เห็นถึงการทำงานของวงจรในช่วงที่ $f < f_o/2$ โดยเส้นสัญญาณเส้นที่ 1 ถึง 4 แสดงจากบนลงล่างตามลำดับ สัญญาณเส้นที่ 1 และ 2 แสดงสัญญาณควบคุมการปิดเปิดสวิทช์ และสัญญาณเส้นที่ 3 เป็นสัญญาณเส้นที่แสดงเอาท์พุทที่ขั้วเอาท์พุทของ OP-AMP ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบพยายามทำงานให้เข้าสู่สภาวะคงตัว แต่ไม่สามารถทำได้จนก่อให้เกิดรูปสัญญาณเอาท์พุทซ้ำกันเป็นคาบ ๆ โดยในแต่ละคาบวงจรจะทำงาน 3 รอบของสัญญาณสวิทช์ โดยที่สัญญาณสวิทช์รอบที่ 1 และรอบที่ 2 เอาท์พุทที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าสภาวะ

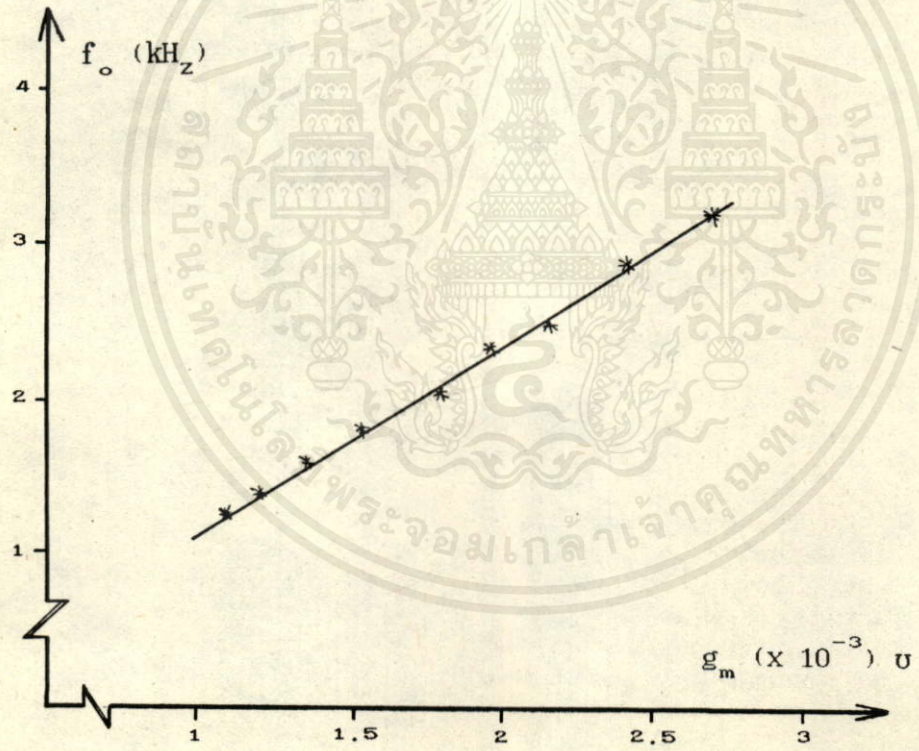
คงตัวที่ควรจะเป็นของเอาท์พุท แต่พอถึงสัญญาณสวิทช์รอบที่ 3 เอาท์พุทที่ได้กลับมีค่าสูงกว่าค่าของเอาท์พุทที่ทำให้วงจรเกิดสภาวะคงตัวระบบจึงปรับตัวใหม่ เพื่อลดเอาท์พุทส่วนเกินนั้น ทำให้การทำงานของวงจรเริ่มต้นใหม่ และได้สัญญาณเอาท์พุทซึ่งในแต่ละคาบมีสัญญาณ 3 ระดับดังกล่าวเหมือนเดิม สัญญาณเส้นที่ 4 เป็นสัญญาณที่ขั้วของ C_1 แสดงการรับและถ่ายเทประจุให้แก่ C_2 ซึ่งผลการทดลองนี้สอดคล้องกับทฤษฎีที่เราได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7-5 คุณสมบัติของ f-v ของระบบ

จากรูป 7-5 แสดงคุณสมบัติ f-v ของระบบซึ่งก็เป็นไปตามทฤษฎี โดยที่ความถี่ $f < f_o/2$ ผลการตอบสนองจะหมดสเถียรภาพ ที่ความถี่ $f_o > f > f_o/2$ ผลการตอบสนอง v_o จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเข้าสู่สถานะคงตัวตามลำดับ และถ้าความถี่ $f >> f_o$ ผลการตอบสนอง v_o ก็จะเริ่มผิดพลาด และจะไปอิ่มตัวที่ไฟเลี้ยงของวงจรอย่างรวดเร็ว accuracy ในการวัดค่าค่าความถี่ของวงจร f-v นี้จะมีค่าประมาณ 3.33% และจากสมการ (7-11) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถเลือกค่า f_o ได้ด้วยการปรับค่า g_m ของ OTA โดยตรง ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังในรูป 7-6



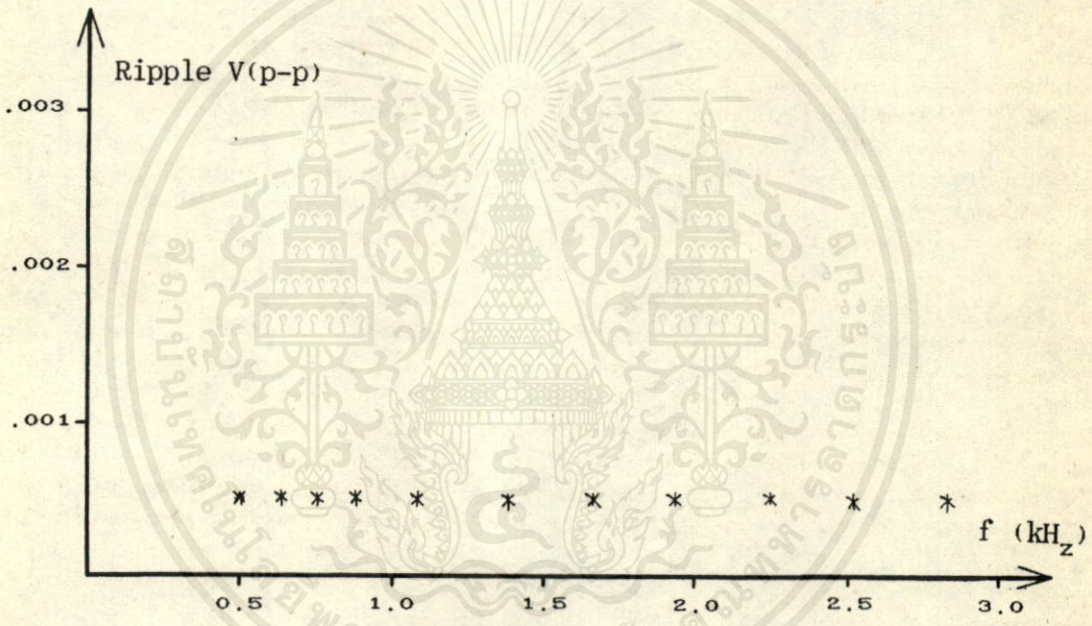
รูปที่ 7-6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า g_m และ f_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในรูป 7-6 แสดงให้เห็นว่า ค่า g_m และ f_o มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นซึ่งกันและกัน

ตรงกับสมการ (7-11)

ผลอีกประการหนึ่งที่ควรกล่าวถึงในที่นี้ก็คือ ระดับการกระเพื่อมของสัญญาณเอาท์พุทนั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับระดับไฟตรงของสัญญาณเอาท์พุท เหตุผลที่มีการกระเพื่อมของเอาท์พุทก็เนื่องมาจากมีการรั่วของประจุไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุ C_2 ในระหว่างคาบเวลาของการทำงานมีการกระเพื่อมตามจังหวะสัญญาณสวิทช์ความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท ดังแสดงในรูป 7-7



รูปที่ 7-7 แสดงการกระเพื่อมของสัญญาณเอาท์พุท

สรุป

จากผลการทดลองที่ได้กล่าวมาแล้วทั้งหมด จะเห็นได้ว่าวงจรของเราใช้งานได้ผลเป็นที่น่าพอใจ โดยมีคุณสมบัติต่าง ๆ เป็นไปตามทฤษฎี แต่จุดที่ควรระมัดระวังในการสร้างก็คือ การจำกัดค่าศักดาไฟฟ้าอินพุทของ OTA เพราะ OTA จะทำงานได้ถูกต้องในช่วงสัญญาณอินพุท 0-50 mV เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำ ดัดแปลง เผยแพร่ หรือนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ลบข้อความนี้ออก และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

การประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส

8-1 กล่าวนำ

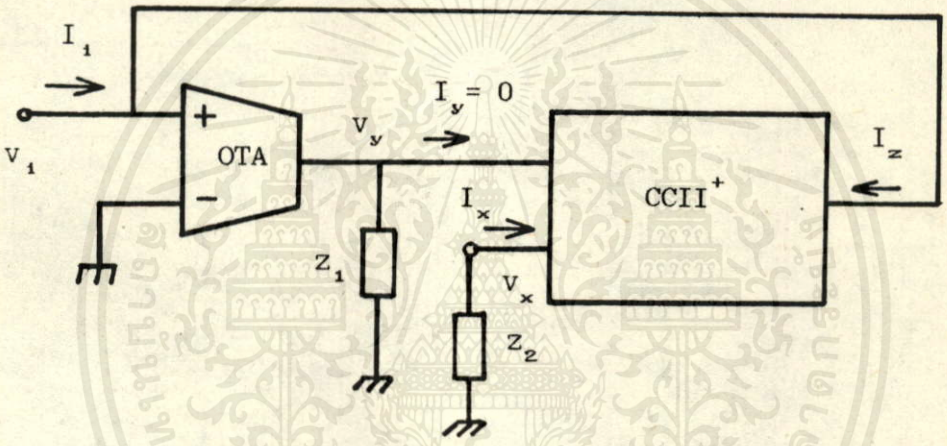
ในบทก่อน ๆ ที่แล้วมาเราได้กล่าวถึงการนำเอา OTA ไปใช้งานในวงจรต่าง ๆ หลายวงจร ซึ่งในบางวงจรก็ใช้ OTA ทำงานร่วมกับอุปกรณ์แอคทีฟอื่น ๆ เช่น OP-AMP

สำหรับในบทนี้ จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแสในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ทั้งที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำแบบที่ต่ออยู่กับกราวด์ และแบบลอยตัว โดยที่วงจรสายพานกระแสเป็นวงจร 3 หรือ 4 พอร์ท ที่มีคุณสมบัติเป็นตัวควบคุมชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส ซึ่งในบทนี้จะพิจารณาการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท [30] และ 4 พอร์ท [31] ตามลำดับ ผลดีคือก่อให้เกิดความประหยัดจำนวนชุดวงจรสายพานกระแสลง ได้ยกตัวอย่างในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำของ SENANI [32] จะต้องใช้วงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท ถึง 4 ชุดทำงานร่วมกับตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุจึงจะสามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้ แต่เมื่อเราเปลี่ยนมาใช้ OTA ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท โดยใช้ OTA 1 ตัว และชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท 1 ชุด เราก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ และในทำนองเดียวกัน ถ้าเราต้องการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว เราก็สามารถทำได้ โดยการใช้ OTA ทำงานร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท 2 ชุด หรือ ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท เพียงชุดเดียวก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวได้ ซึ่งข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบที่ใช้ OTA ทำงานร่วมกับชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ท และ 4 พอร์ท ก็คือเมื่อเราเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำได้แล้ว เรายังสามารถปรับเปลี่ยนค่าขดลวดเหนี่ยวนำ ได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B ของ OTA

เอกสารนี้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8-2 การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับชุดสายพานกระแส

จากหัวข้อที่แล้ว เราได้อ้างถึงการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำของ SENANI [32] ซึ่งใช้ชุดสายพานกระแสถึง 4 ชุด ในที่นี้เราจะชี้ให้เห็นว่า โดยการนำเอา OTA มาทำงานร่วมกับ ชุดสายพานกระแส 3 พอร์ทชนิดบวก ($CCII^+$) 1 ชุด เราก็สามารถเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ได้ดังในรูป 8-1



รูปที่ 8-1 แสดงการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับ $CCII^+$

โดยที่บลอก ($CCII^+$) คือชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ทชนิดบวก ซึ่งจากคุณสมบัติของ OTA และ $CCII^+$ เราสามารถหาความสัมพันธ์ต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้

$$V_y = g_m V_1 Z_1 \qquad (8\text{-}1)$$

จากคุณสมบัติของ $CCII^+$

$$V_x = V_y$$

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_y = 0 \qquad (8-2)$$

$$I_x = I_z$$

ดังนั้นจากรูป 8-1

$$I_x = v_x/Z_2$$

หรือ

$$I_x = I_z = v_y/Z_2 \qquad (8-3)$$

แทนค่า v_y จากสมการ (8-1) ลงในสมการ (8-3)

$$I_z = g_m v_1 Z_1/Z_2 \qquad (8-4)$$

หรือถ้าพิจารณาจากรูป 8-1 ถ้าไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขั้วบวกของ OTA เลย

$$I_1 = I_z$$

หรือ

$$I_1 = g_m v_1 Z_1/Z_2 \qquad (8-5)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_1/I_1 = Z_2/Z_1 g_m$$

หรือ

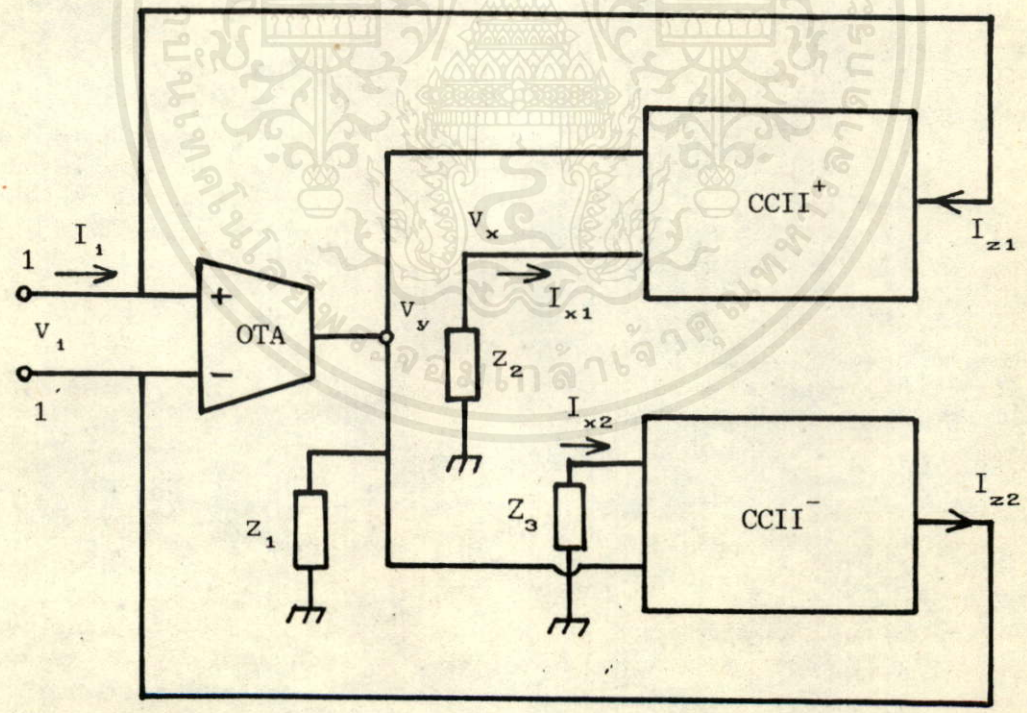
$$Z_1 = Z_2/Z_1 g_m \qquad (8\text{-}6)$$

จากสมการ (8-6) ถ้าเราใช้ Z_1 เป็นตัวเก็บประจุ C_1 แล้วจะได้ว่า

$$Z_1 = sC_1 Z_2/g_m$$

ซึ่งจะเห็นว่า Z_1 ที่มองเข้าไปนั้นเทียบเท่าเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ ที่มีค่าขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำ $L = C_1 Z_2/g_m$ H ที่ต่ออยู่กับกราวด์

ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว เราสามารถทำได้ด้วยการเพิ่มบลอก $CCII^-$ ซึ่งก็คือชุดวงจรสายพานกระแส 3 พอร์ทชนิดลบ เข้าไปในวงจรรูป 8-1 อีก 1 ชุด ดังแสดงในรูป 8-2



รูปที่ 8-2 แสดงวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวที่ใช้ $CCII^+$ และ $CCII^-$ ร่วมกับ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์วงจรนี้เราจะพบว่า

$$V_y = V_1 g_m Z_1$$

ซึ่งเป็นผลให้

$$V_x = V_1 g_m Z_1 \qquad (8-7)$$

ถ้าเราให้ $Z_1 = Z_3$ เราจะได้ว่า

$$I_{x1} = I_{x2} \qquad (8-8)$$

จากสมการ (8-7) และ (8-8)

$$I_{x1} = I_1 = I_{z1} = V_1 g_m Z_1 / Z_2$$

ดังนั้น

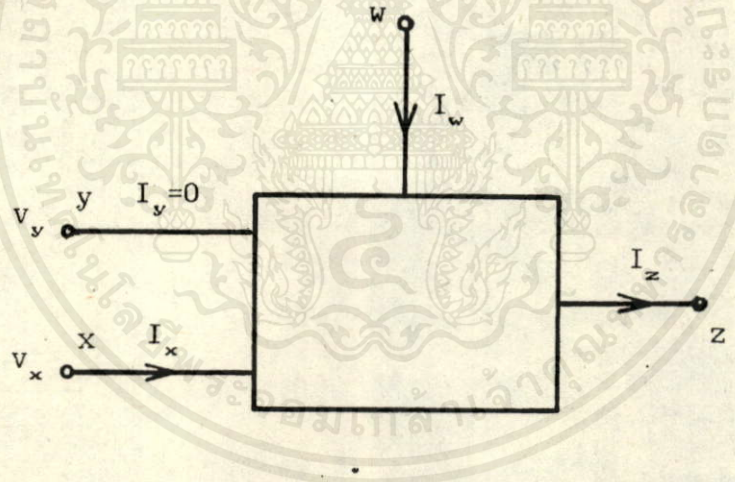
$$Z_1 = Z_2 / g_m Z_1 \qquad (8-9)$$

จากสมการ (8-9) ถ้าเราแทนค่า $Z_1 = 1/sC_1$ แล้วเราจะได้ Z_1 เป็นอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = C_1 Z_2 / g_m$ H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8-3 การเลียนแบบชดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท

วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ทเป็นวงจรสายพานกระแสที่ได้ถูกคิดค้นขึ้นเมื่อไม่นานมานี้ ซึ่งถ้าดูกันอย่างผิวเผินอาจมองไม่เห็นคุณประโยชน์ของมัน สำหรับในหัวข้อนี้วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท ได้แสดงให้เห็นถึง ความได้เปรียบในด้านการประหยัดจำนวนอุปกรณ์ในการเลียนแบบชดลวดเหนี่ยวนำ โดยการทำงานร่วมกับ OTA ตามหัวข้อที่ 8-2 การเลียนแบบชดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัวนั้นใช้ OTA ร่วมกับ $CCII^+$ และ $CCII^-$ แต่ตาม [32] ได้ให้แนวความคิดในการรวม $CCII^+$ และ $CCII^-$ เข้าทำงานร่วมกันเป็นวงจร 4 พอร์ทชุดเดียว ซึ่งเทียบกันในด้านจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท จะใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่า ซึ่งบลอกของชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ทง่าย ๆ ตาม [31] จะมีดังแสดงในรูป 8-4



รูปที่ 8-3 แสดงบลอกของชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท

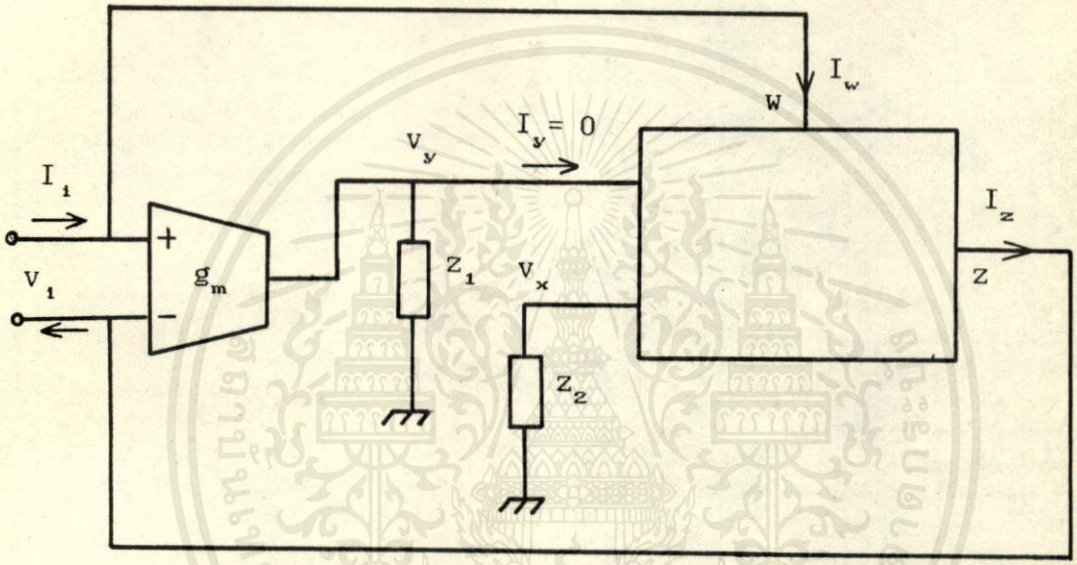
โดยที่คุณสมบัติของบลอกในรูป 8-3 มีดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_y = V_x$$

$$\left| I_x \right| = \left| I_w \right| = \left| I_z \right|$$

ซึ่งถ้าเรานำเอาชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท ไปเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำแบบลอยตัว โดยทำงานร่วมกับ OTA เราจะได้วงจรแสดงดังในรูป 8-4



รูปที่ 8-4 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ OTA ร่วมกับ ชุดวงสายพานกระแส 4 พอร์ท

จากรูป 8-4 และคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท จะได้ว่า

$$I_1 = I_w$$

และขนาดของ

$$\left| I_1 \right| = \left| I_z \right| = \left| g_m V_1 Z_1 / Z_2 \right|$$

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นอินพุทอิมพีแดนซ์ Z_1 จะมีค่าเป็นดังนี้

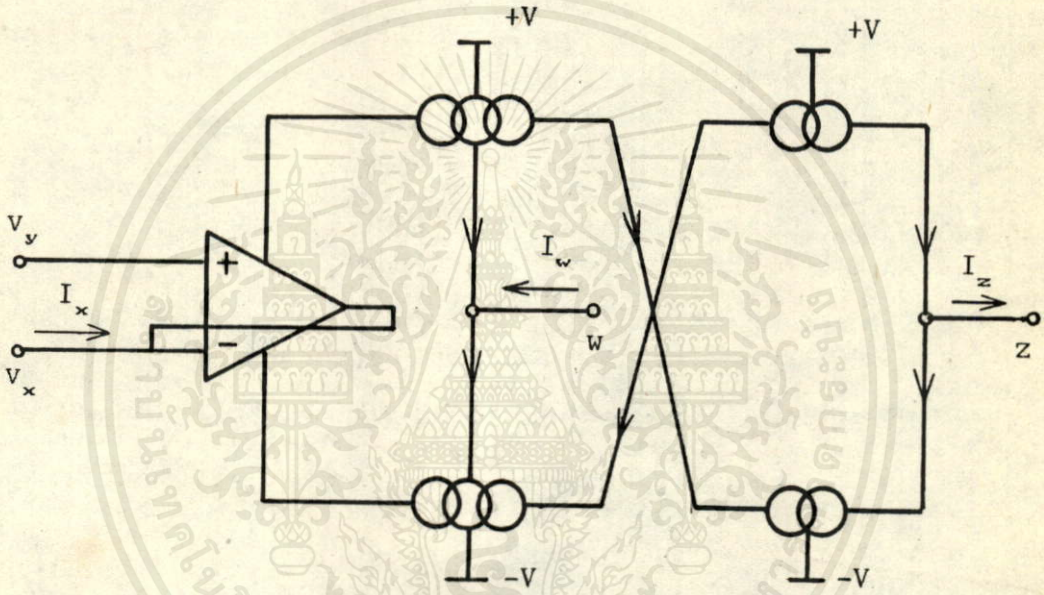
$$Z_1 = Z_2/Z_1 g_m$$

ซึ่งถ้า Z_1 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุขนาด C ฟารัด แล้วอิมพีแดนซ์ Z_1 ที่มองเข้าไปก็เสมือนเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำ $L = CZ_2/g_m$ H

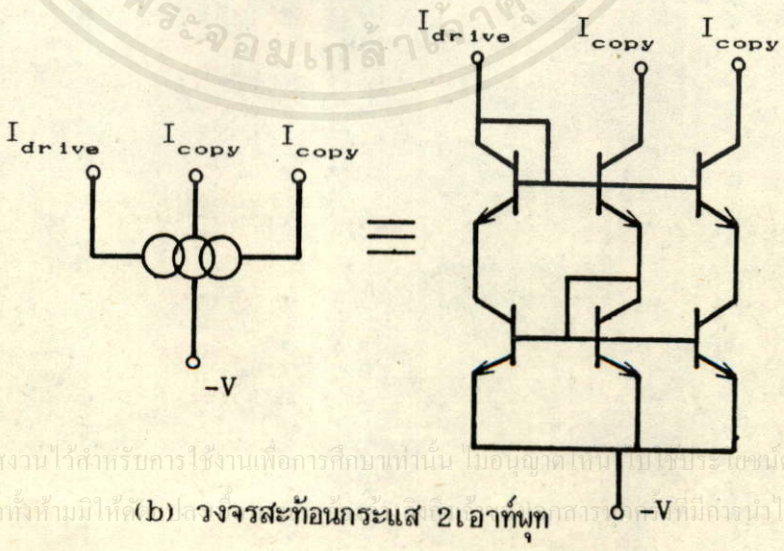
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8-4 การทดลองสร้างวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ OTA ร่วมกับชุดสายพานกระแส 4 พอร์ท

โดยเราใช้ชุดวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท ตามเอกสารอ้างอิง [31] ซึ่งสร้างโดยอาศัยคุณสมบัติ Operational amplifier supply current sensing [12]-[14] ดังแสดงในรูปที่ 8-5a โดยในรูปที่ 8-5b เป็นวงจรสะท้อนกระแส 2 เอาท์พุท เมื่อนำเอาวงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท ไปใช้ร่วมกับ OTA จะได้วงจรดังแสดงในรูป 8-6



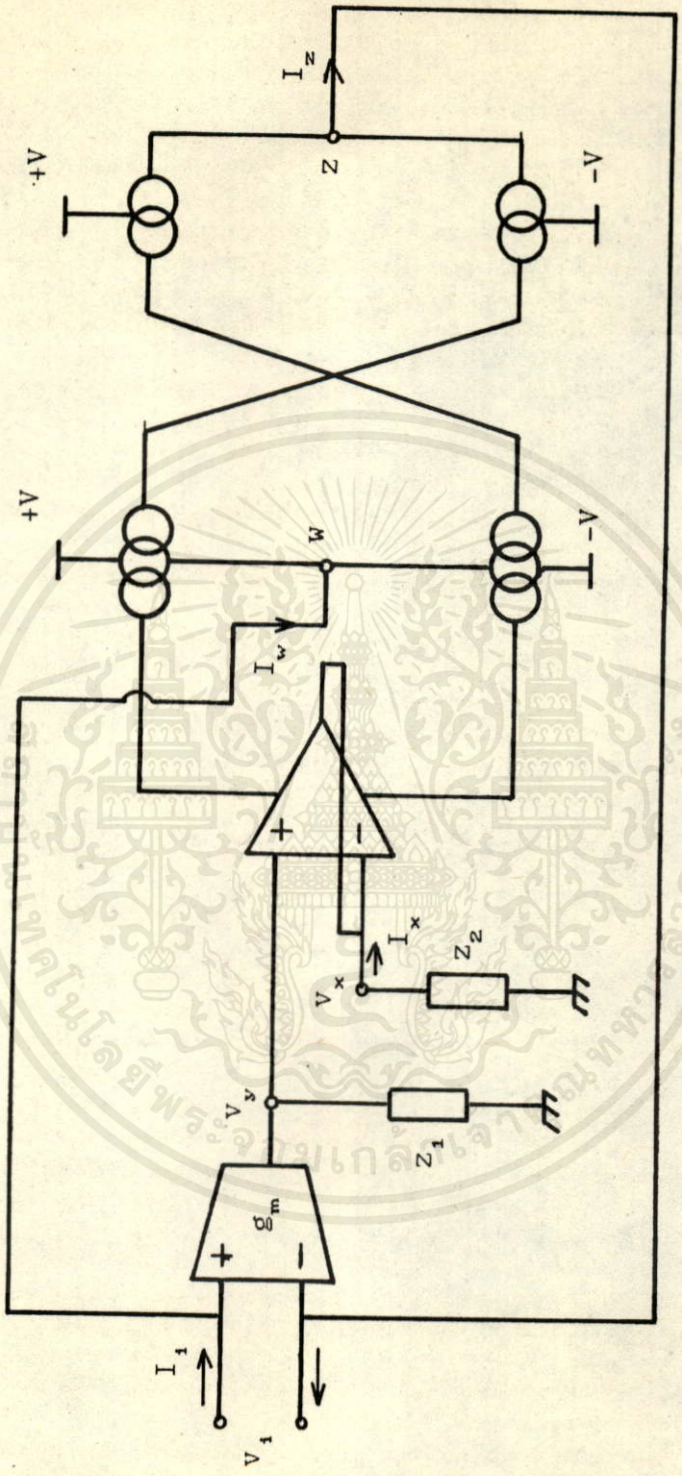
(a) วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท



(b) วงจรสะท้อนกระแส 2เอาท์พุท

รูปที่ 8-5 วงจรชุดสายพานกระแส 4 พอร์ทตามเอกสารอ้างอิง [2]

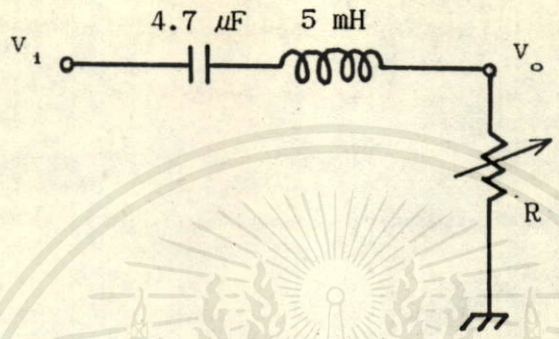
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8-6 วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่สมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการตรวจสอบความเป็นขดลวดเหนี่ยวนำเราใช้วงจร รูป 8-6 โดยใช้ OTA เบอร์ 3080 OP-AMP 741 ใช้ C = 0.001 μF เป็น Z_2 สร้างค่าอินดัคแตนซ์ L = 5 mH แล้วต่อวงจรแบนพาสฟิลเตอร์อันดับสองแบบง่ายๆ ตามรูป 8-7



รูปที่ 8-7 วงจร BPF อันดับสอง

เมื่อป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม เป็นสัญญาณอินพุทจะพบว่าเกิด Critically damped ที่ค่า R ประมาณ 200 Ω ซึ่งค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎีจะเกิด Critically damped ที่ค่า $R=2(L/C)^{1/2}$ คือ 213 Ω ดังนั้นค่า L ที่ทำการเลียนแบบขึ้นมานี้ควรนับได้ว่าใช้ได้ผลดี

สรุป

จากผลการทดลองใช้งานขดลวดเหนี่ยวนำที่เลียนแบบได้โดยใช้วงจรสายพานกระแส 4 พอร์ท ร่วมกับ OTA เราจะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เลียนแบบได้สามารถใช้งานได้จริง และจำนวนอุปกรณ์ต่าง ๆ ก็ใช้น้อยลง และมีข้อดีอีกอย่างหนึ่งก็คือ ค่าความเหนี่ยวนำสามารถปรับค่าได้ ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุปและวิจารณ์

บทที่ 2 ในการพิจารณาคุณสมบัติของ OTA อย่างคร่าว ๆ เราพบว่า OTA สามารถที่จะทำงานได้เป็น VCCS ได้ดีในช่วงความถี่ต่ำ และจะทำงานได้เป็นเชิงเส้นในช่วงอินพุทต่ำกว่า 50 mV ทั้งนี้เพราะว่าที่ภาคอินพุทของ OTA มีลักษณะเป็นวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล และคุณสมบัติที่พบอีกอย่างหนึ่งก็คือ กระแส I_B ที่ไบอัสให้กับ OTA จะต้องเป็นบวกเท่านั้น ทั้งนี้เพราะว่า ที่ขั้วไบอัสจะมีไดโอดต่ออยู่ระหว่างขั้วแหล่งจ่ายไฟลบ และขั้วไบอัส ซึ่งคุณสมบัติของไดโอดจะนำกระแสได้ทิศทางเดียว ดังนั้นในการป้อนกระแสไบอัสให้แก่ OTA จึงต้องระมัดระวังในเรื่องทิศทางของกระแสเป็นสำคัญ ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า OTA น่าจะได้รับการพัฒนาให้ทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น และสามารถไบอัสกระแสได้ทั้งค่าบวก และลบ

บทที่ 3 ในเรื่องของไจเรเตอร์ในบทนี้ จะเห็นได้ว่าวงจรที่เราสร้างขึ้นมาเป็นวงจรที่อาศัยหลักการวิเคราะห์ง่าย ๆ หรือแม้แต่วงจรไจเรเตอร์ที่มีการลดอิทธิพลของอุณหภูมิแล้ว ก็ยังสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย และค่าสัมประสิทธ์ของการไจเรชันก็สามารถปรับค่าได้ นั่นหมายถึงว่าถ้าเรานำเอาวงจรไจเรเตอร์นี้ไปอินเวอร์ตค่าอิมพีแดนซ์ใด ๆ แล้วค่าอิมพีแดนซ์ที่อินเวอร์ตได้สามารถที่จะปรับค่าได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA ซึ่งผลจากการทดลอง แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถใช้งานได้ดี แต่อย่างไรก็ตามข้อควรระวังในการต่อวงจรก็คือ การต่อขั้วบวกลบของ OTA จะต้องถูกต้องมิเช่นนั้นวงจรจะไม่สามารถทำงานได้

บทที่ 4 สำหรับในบทนี้เป็นการสร้างวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดพิเศษ ที่มีการไหลของกระแสเข้าออกที่ขั้วใดขั้วหนึ่งของขดลวดที่เลียนแบบได้ ซึ่งเราเรียกชื่อสั้น ๆ ว่า UL ซึ่งขดลวดที่เราเลียนแบบได้นี้มีคุณสมบัติพิเศษไปกว่าขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใด ๆ เท่าที่เคยมีการเลียนแบบกันมา โดยมันสามารถประพฤติตัวเป็นได้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่กับกราวด์ และขดลวดลอยตัวเมื่อต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า นอกจากนี้เรายังพบว่าค่าขดลวดเหนี่ยวนำที่เราเลียนแบบได้ สามารถปรับค่าได้โดยการปรับค่ากระแสไบอัสให้แก่ OTA

และในการต่อใช้งาน UL แบบลอยตัวกับแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้านั้นยังไม่เกิดการโหลดขึ้นอีกด้วย ซึ่งนับได้ว่าวงจรนี้ทำงานได้ดีและมีประโยชน์มาก

บทที่ 5 ซึ่งเป็นเรื่องของการคูณสัญญาณนั้น จะเห็นได้ว่าวงจรที่ถูกสร้างขึ้นมามีข้อได้เปรียบวงจรคูณสัญญาณที่มีขายอยู่ตามท้องตลาดเพราะว่าวงจรของเรา สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณได้ ซึ่งเท่ากับว่าเราได้วงจรคูณสัญญาณ และวงจรขยายสัญญาณในวงจรเดียวกัน ในขณะที่ราคาต่ำกว่า นอกจากนี้วงจรของเรายังสามารถทำการลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้ ผลจากการทดลองวงจรสามารถทำงานได้ผลดีเป็นที่น่าพอใจ

บทที่ 6 วงจรวงจรทวีความถี่สามเท่า สำหรับในบทนี้ทำให้เราได้เข้าใจคุณสมบัติของ OTA ได้ดียิ่งขึ้น โดยเฉพาะในขั้นแรกเราวิเคราะห์วงจรทวีความถี่สามเท่าโดยใช้ OTA เพียง 2 ตัว โดยทฤษฎีได้ แต่ในทางปฏิบัติวงจรไม่สามารถที่จะทำงานได้อย่างสมบูรณ์ เพราะปัญหาการนำกระแสเพียงทิศทางเดียวของไดโอดไบอัสของ OTA ซึ่งเราได้กล่าวถึงแล้วในสรุปบทที่ 2 แต่ถึงกระนั้นก็ตามวงจรทวีความถี่ที่เราได้สร้างขึ้นมาโดยใช้ OTA 3 ตัว ก็ยังได้เปรียบวงจรทวีความถี่ 3 เท่าชนิดอื่นที่ใช้หลักการแบบเดียวกัน แต่สร้างด้วยอุปกรณ์แอคทีฟชนิดอื่นในด้านความประหยัด และเราสามารถดัดแปลงวงจรให้เป็นวงจรทวีความถี่ 2 เท่าได้ ในวงจรเดียวกันซึ่งเป็นลักษณะพิเศษอีกอันหนึ่งของวงจรของเรา

บทที่ 7 ซึ่งเป็นเรื่องของเครื่องมือวัดความถี่นี้ จะเห็นได้ว่าวงจรของเราทำงานแบบ close loop feed-back system โดยที่วงจรของเราไม่ยุ่งยากซับซ้อนเหมือนกับวงจรของ Reynolds ประหยัดกว่า และทำความเข้าใจหลักการได้ง่ายกว่า แต่สิ่งที่ควรระวังสำหรับวงจรนี้ก็คือ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ขั้วอินพุทของ OTA ต้องไม่เกิน 50 mV ซึ่งเราก็สามารถนำเอาค่าความต้านทานไปต่อเป็นวงจรแบ่งค่าศักดาไฟฟ้าได้โดยง่าย จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรของเราสามารถทำงานได้จริง และมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นระหว่าง f-v ด้วย ซึ่งวงจรนี้จะเป็นประโยชน์มากในการนำไปใช้งานในระบบต่าง ๆ

บทที่ 8 ในบทที่ 8 นี้เราได้แสดงให้เห็นว่าในการใช้ OTA ร่วมกับวงจรอื่น ๆ นั้นนอกจากวง

จรจะสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพแล้ว ยังมีคุณสมบัติที่ยืดหยุ่นในการปรับค่าต่าง ๆ ได้ดี ซึ่งในการประยุกต์ใช้งาน OTA ร่วมกับอุปกรณ์อื่น ๆ ส่วนใหญ่แล้วจะทำให้ประหยัดจำนวนอุปกรณ์ ซึ่งในบทนี้เป็นการกล่าวถึงการใช้ OTA ร่วมกับ $CCII^+$ และ $CCII^-$ ในการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งก็จะเป็นการประหยัดจำนวนชุดของวงจรสายพานกระแส และสามารถปรับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดได้โดยง่าย ซึ่งผลจากการทดลองแสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถทำงานได้ดี

จากผลสรุปในบทต่าง ๆ ที่กล่าวมา แสดงให้เห็นว่าวงจรต่าง ๆ ที่เราได้คิดขึ้นมาสามารถทำงานได้เป็นผลดี และมีลักษณะพิเศษในเรื่องของความยืดหยุ่นของวงจร ซึ่งการประยุกต์ใช้งาน OTA ตลอดจนการปรับปรุงคุณสมบัติของ OTA เองน่าจะได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้นซึ่งก็จะเป็นประโยชน์ต่อวงการอิเลกทรอนิกส์ต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ท่านอาจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ เป็นอย่างสูง ที่ท่านได้พร่ำสอน เคี่ยวเข็ญ ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ศิษย์ ด้วยความรัก และความเข้าใจในศิษย์อย่างบริสุทธิ์ใจ โดยมิได้หวังสิ่งตอบแทนใด ๆ ตลอดจนให้คำปรึกษาแนะนำ และช่วยแก้ปัญหาต่าง ๆ มาโดยตลอดจนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ ขอขอบคุณ ท่านอาจารย์ ดร. เลอเกียรติ วงศ์-สารพิกูล ที่ช่วยตรวจ Abstract ภาษาอังกฤษให้ ขอขอบพระคุณบุพการีทุกท่านที่ได้ให้ความรักกำลังใจ ความอบอุ่น และให้ความสนับสนุนแก่ผู้เขียนต่าง ๆ นานา ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ซีรอกซ์ร้านสหกรณ์ลูกเสือลาดกระบังที่ช่วยควบคุมคุณภาพในการถ่ายซีรอกซ์ วิทยานิพนธ์

ปราโมทย์ วาดเขียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] National Semiconductor.: 'Linear data book',National Semiconductor Corporation, 1982, pp. (10-242)-(10-273),

[2] KENEDY, E.J.: 'Operational amplifier circuits theory and applications , 1987 , pp. 184-190

[3] MALVAR, H.S. : 'Electronically tunable active filter with operational transconductance amplifiers',IEEE Trans. ,1982 ,CAS-29,pp. 333-336

[4] AHMED, M.T. : 'Realisation of electronically tuneable OTA based multifunctional filter'. Proc. IEEE int. conf. on computers, systems and signal processing, 1984, 3, pp. 1378-1382

[5] NEDUNGADI, A.P. : 'High-Frequency Voltage-controlled continuous-time lowpass filter using linearlised MOS integrater' , Electron. Lett., 1986, 14,pp.729-730

[6] KHAN, I.A. : 'Integrable wide range voltage/current controlled oscillator for instrumentation applications ', Proc. 4th all India seminar on instrumentation, 1985, pp. 18-19

[7] KHAN, I.A. : 'OTA-based integrable voltage/current controlled idial C-multiplier', Electron. Lett.,1986, 7,pp. 365-366

[8] MARTINEZ, J.S.: 'Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and temperature-compensated' , Electron. Lett.,1986, 11, pp. 599-600

[9] KHAN, I.A. : 'Realisation of tunable floating resistor '

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

, Ibid., 1986, 15 , pp. 799-800

[10] KENNEDY,E.J.:'Operational amplifier circuits theory and application',Holt,RinHart and Winston INC,1988,pp.184-190

[11] MITRA, S.K.: 'Inductorless active filter', IEEE press, 1971.

[12] YANAGISAWA, T., and Kawashima, Y.: 'Active gyrator' Electron.Letter :vol 3, 1967,pp.105-107

[13] DEBOO, C.T.: 'Aplication of gyrator type cct. to realize unground inductors' IEEE Trans Circuit Theory, vol 14, 1967, pp.101-102

[14] RIODUN, R.S.H.: 'Simulate inductors using differential amplifiers', Elctron. Letter, vol 3, 1967, pp.50-51

[15] WILSON, G.: 'A unilateral capacitance element and its application in low frequency RC active filter',Electron. Letters, vol.127,1980, pp.13-15

[16] GREBENE, A.B.: 'Bipolar and MOS analogue integrated circuit design', Jhon Wiley & Sons, 1984, pp. 380-383

[17] KIM, C.W., and PARK, S.B.:'New four-quadrant CMOS analogue multiplier ',Electronic. Lett., 1987, Vol.23, pp.1269-1270

[18] YASUMOTO, M. and ENOMOTO, T.: 'Integrated MOS four-quadrant analogue multiplier using switch-capacitor technique', Electronic. Lett.,1982, Vol.18, pp. 769-771

[19] ASHOK, S.: 'Integrable sinusoidal frequency doubler', IEEE J. Solid-state circuits, Vol. SC-11 pp.341-343, 1979

[20] BARKER, R.W.J.: 'Translinear frequency doubler',Int. J. Electron., Vol.44, pp.461-464, 1978

[21] GENIN, R., and Konn, R.: 'Sinusoidal frequency doubler', Electron. Lett., Vol.15, pp. 47-48, 1979

[22] NEDUNGADI, A.: 'Accurate translinear sinusoidal frequency doubler', Electron. Lett., Vol.15, pp. 228-229, 1979

[23] FABRE, A.: 'Dual translinear voltage/current convertor', Electron. Lett., Vol.19, pp. 1030-1031, 1983

[24] ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์ , ธนานัน อาปะจินดา , ศุภกิจ จูตะวิริยะ , และ ดร. วัลลภ สุระกำพลธร 'วงจรทวีความถี่โดยใช้คุณสมบัติของ dual translinear loop', การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 10 , 2530 , หน้า (1-63)-(1-72)

[25] DEOBLIN, E.O. :'Measurment System', McGraw-Hill, 1983, 3rd edn,pp.765-767

[26] MILLMAN, J., and Taub. H. : 'Pusle ,Digital and Switching Waveforms', McGraw-Hill,1965, pp.712

[27] HOROWITZ, P.H., and Hill, W. : 'The art of electronics', Cambridge University Press, 1980 ,pp.413

[28] ROSENTHAL, L.A.: 'Improve frequency meter circuit' IEEE Trans.,Instrument and Measurment, vol.26, No.4 ,1977, pp. 421

[29] REYNOLDS, J.S.:'Frequency/voltage convertor with low output ripple', Electronics Letters,vol.22,No.15,1986, pp.783-784

[30] SEDRA, A. S., and SMITH, K.C.:'A second generation current conveyor and its applications',IEEE Trans.,1970, CT-17,pp.132-133

[31] จริยา เลิศจรัสอร่ามดี และ วิวัฒน์ กิรานนท์,:'วงจรสายพานกระแส 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอร์ท',ประชุมวิชาการวิศวะกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10 , 1 , หน้า(1-38)-(1-45)

[32] SENANI,R.: ' Novel lossless synthetic floating inductor employing a ground capacitor ',Electron Lett.,1982,PP.413-414

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

National Semiconductor

Industrial Blocks

LM3080/LM3080A
Operational Transconductance Amplifier

General Description

The LM3080 is a programmable transconductance block intended to fulfill a wide variety of variable gain applications. The LM3080 has differential inputs and high impedance push-pull outputs. The device has high input impedance and its transconductance (g_m) is directly proportional to the amplifier bias current (I_{ABC}).

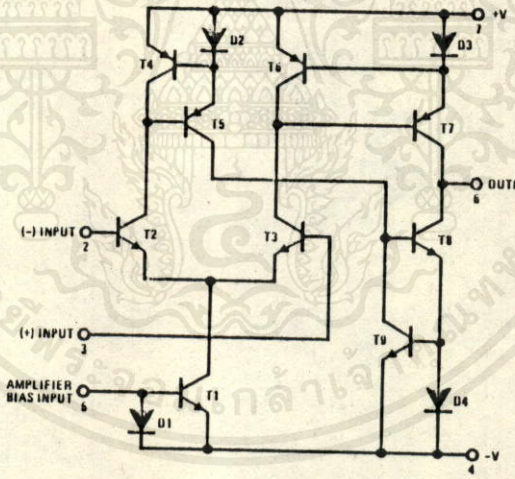
High slew rate together with programmable gain make the LM3080 an ideal choice for variable gain applications such as sample and hold, multiplexing, filtering, and multiplying.

The LM3080AH and LM3080AJ are guaranteed over the temperature range −55°C to +125°C; the LM3080N, LM3080H, LM3080AN and LM3080J are guaranteed from 0°C to +70°C.

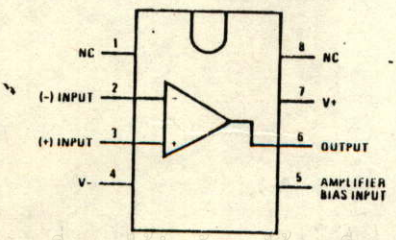
Features

- Slew Rate (unity gain compensated): 50 V/μs
- Fully Adjustable Gain: 0 to gm R_L limit
- Extended gm Linearity: 3 decades
- Flexible Supply Voltage Range: ±2V to ±18V
- Adjustable Power Consumption

Schematic and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LM3080AJ or LM3080J
See NS Package J08A

Order Number LM3080AN
See NS Package N08B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (Note 2)	
LM3080	±18 V
LM3080A	±22 V
Power Dissipation	250 mW
Differential Input Voltage	±5 V
Amplifier Bias Current (I_{ABC})	2 mA
DC Input Voltage	$+V_S$ to $-V_S$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
LM3080N, LM3080H, LM3080AN or LM3080J	0°C to +70°C
LM3080AH or LM3080AJ	−55°C to +125°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (Note 1)

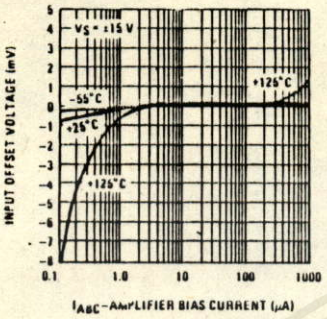
Parameter	Conditions	LM3080			LM3080A			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Input Offset Voltage			0.4	5		0.4	2	mV
	Over Specified Temperature Range			6			5	mV
	$I_{ABC} = 5\,\mu A$		0.3			0.3	2	mV
Input Offset Voltage Change	$5\,\mu A \leq I_{ABC} \leq 500\,\mu A$		0.1			0.1	3	mV
Input Offset Current			0.1	0.6		0.1	0.6	μA
Input Bias Current			0.4	5		0.4	5	μA
	Over Specified Temperature Range		1	7		1	8	μA
Forward Transconductance (gm)		6700	9600	13000	7700	9600	12000	μmho
	Over Specified Temperature Range	5400			4000			μmho
Peak Output Current	$R_L = 0$, $I_{ABC} = 5\,\mu A$		5		3	5	7	μA
	$R_L = 0$	350	500	650	350	500	650	μA
	$R_L = 0$ Over Specified Temperature Range	300			300			μA
Peak Output Voltage								
Positive	$R_L = \infty$, $5\,\mu A \leq I_{ABC} \leq 500\,\mu A$	+12	+14.2		+12	+14.2		V
Negative	$R_L = \infty$, $5\,\mu A \leq I_{ABC} \leq 500\,\mu A$	−12	−14.4		−12	−14.4		V
Amplifier Supply Current			1.1			1.1		mA
Input Offset Voltage Sensitivity								
Positive	$\Delta V_{OFFSET}/\Delta V+$		20	150		20	150	μV/V
Negative	$\Delta V_{OFFSET}/\Delta V-$		20	150		20	150	μV/V
Common Mode Rejection Ratio		80	110		80	110		dB
Common Mode Range		±12	±14		±12	±14		V
Input Resistance		10	26		10	26		kΩ
Magnitude of Leakage Current	$I_{ABC} = 0$		0.2	100		0.2	5	nA
Differential Input Current	$I_{ABC} = 0$, Input = ±4 V		0.02	100		0.02	5	nA
Open Loop Bandwidth			2			2		MHz
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50			50		V/μs

Note 1: These specifications apply for $V_S = \pm 15$ V and $T_A = 25°C$, amplifier bias current (I_{ABC}) = 500 μA, unless otherwise specified.
Note 2: Selections to supply voltage above ±22V, contact the factory.

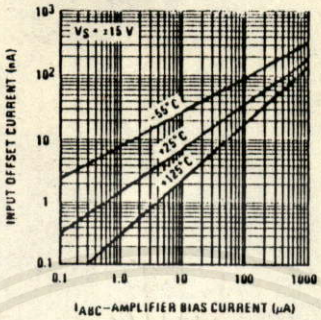
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

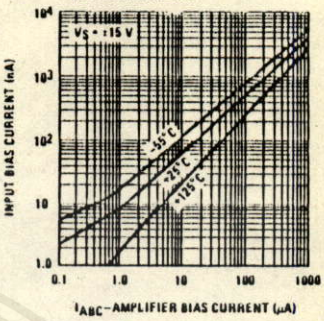
Input Offset Voltage



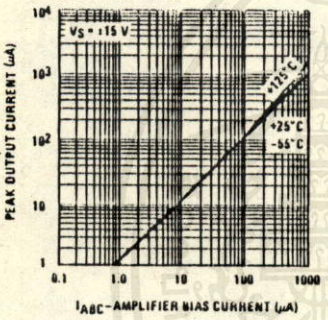
Input Offset Current



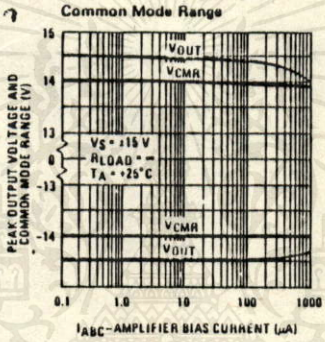
Input Bias Current



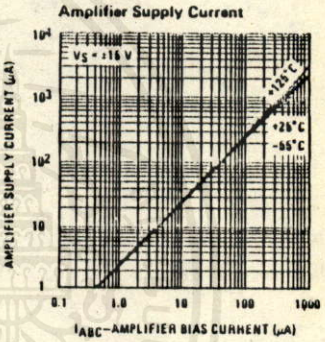
Peak Output Current



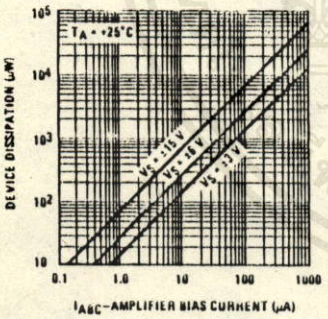
Peak Output Voltage and Common Mode Range



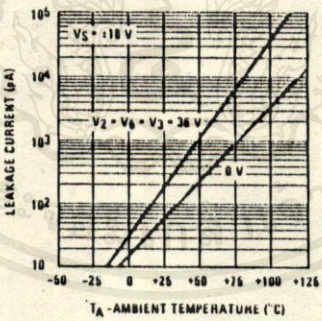
Amplifier Supply Current



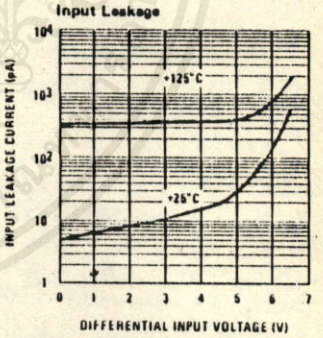
Total Power Dissipation



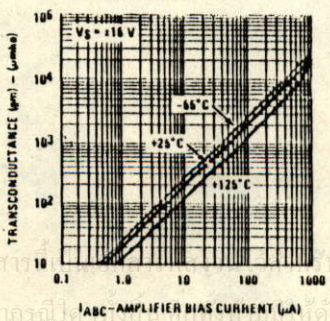
Leakage Current



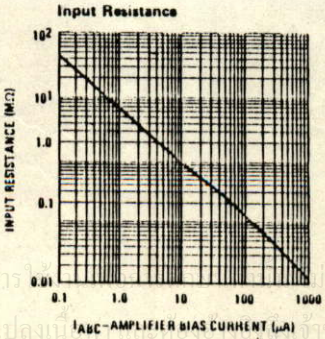
Input Leakage



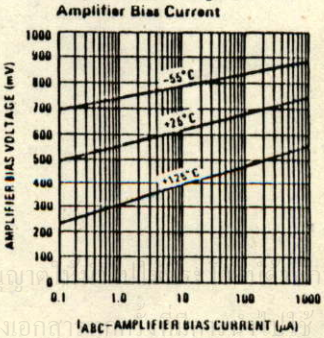
Transconductance



Input Resistance



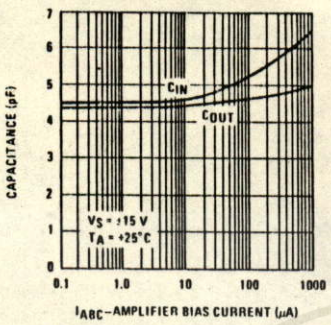
Amplifier Bias Voltage vs Amplifier Bias Current



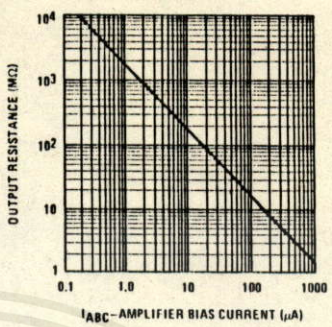
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ทำการคัดลอก ดัดแปลง เผยแพร่ หรือนำไปใช้ในการค้า โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร

Typical Performance Characteristics (Continued)

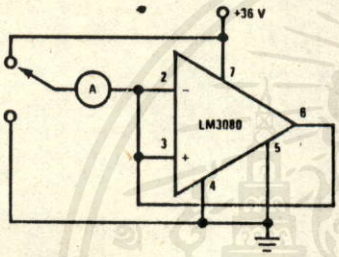
Input and Output Capacitance



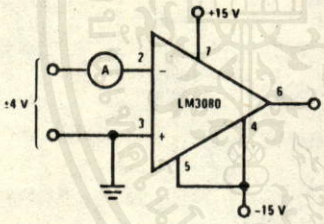
Output Resistance



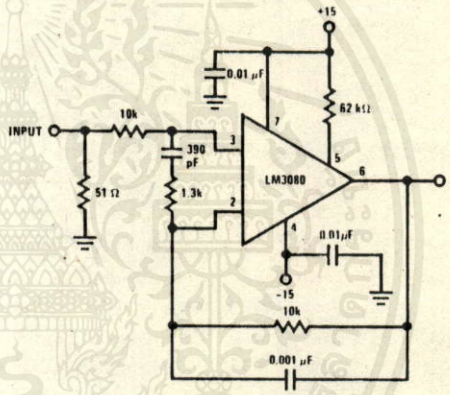
Leakage Current Test Circuit



Differential Input Current Test Circuit



Unity Gain Follower



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

MOTOROLA

MC14066B

QUAD ANALOG SWITCH/QUAD MULTIPLEXER

The MC14066B consists of four independent switches capable of controlling either digital or analog signals. This quad bilateral switch is useful in signal gating, chopper, modulator, demodulator and CMOS logic implementation.

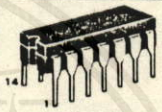
The MC14066B is designed to be pin-for-pin compatible with the MC14016B, but has much lower ON resistance. Input voltage swings as large as the full supply voltage can be controlled via each independent control input.

- High On/Off Output Voltage Ratio — 65 dB typical
- Quiescent Current = 0.5 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Crosstalk Between Switches —50 dB typical @ 8 MHz
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Transmits Frequencies Up to 65 MHz @ 10 Vdc
- Linearized Transfer Characteristics, $\Delta R_{ON} < 60\ \Omega$ for $V_{in} = V_{DD}$ to V_{SS} (at 15V)
- Low Noise — 12 nV/$\sqrt{\text{Cycle}}$, f ≥ 1 kHz typical
- Pin-for-Pin Replacement for CD4016, CD4066, MC14016

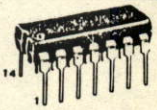
CMOS SSI

(LOW-POWER COMPLEMENTARY MOS)

QUAD ANALOG SWITCH
QUAD MULTIPLEXER



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632



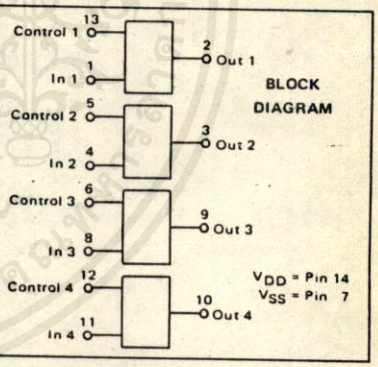
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

ORDERING INFORMATION

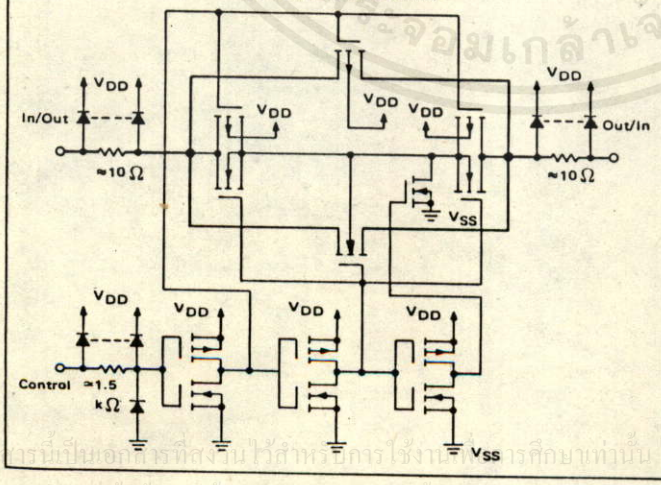
MC14XXX — Suffix Denotes
- L Ceramic Package
- P Plastic Package
- A Extended Operating Temperature Range
- C Limited Operating Temperature Range

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS})

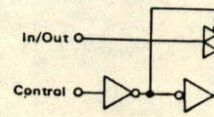
Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V_{in}	-0.5 to V_{DD} + 0.5	Vdc
Through Current	I	25	mAdc
Operating Temperature Range — AL Device CL/CP Device	T_A	-55 to +125 -40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C



CIRCUIT SCHEMATIC
(1/4 OF DEVICE SHOWN)



LOGIC DIAGRAM AND TRUTH TABLE
(1/4 OF DEVICE SHOWN)



Control	Switch
0	OFF
1	ON

Logic Diagram Restrictions
$V_{SS} \le V_{in} \le V_{DD}$
$V_{SS} \le V_{out} \le V_{DD}$

$V_{control}$	V_{in} to V_{out} Resistance
V_{SS}	$>10^9$ Ohms typ
V_{DD}	3×10^2 Ohms typ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	T_{low}* Min	T_{low}* Max	25°C Min	25°C Typ	25°C Max	T_{high}* Min	T_{high}* Max	Unit
Input Voltage (Control) "0" Level	V_{IL}									Vdc
(V_O = 4.5 or 0.5 Vdc)		5.0	–	1.5	–	2.25	1.5	–	1.5	
(V_O = 9.0 or 1.0 Vdc)		10	–	3.0	–	4.50	3.0	–	3.0	
(V_O = 13.5 or 1.5 Vdc)		15	–	3.75	–	6.75	3.75	–	3.75	
"1" Level	V_{IH}									Vdc
(V_O = 0.5 or 4.5 Vdc)		5.0	3.5	–	3.5	2.75	–	3.5	–	
(V_O = 1.0 or 9.0 Vdc)		10	7.0	–	7.0	5.50	–	7.0	–	
(V_O = 1.5 or 13.5 Vdc)		15	11.25	–	11.25	8.25	–	11.25	–	
Input Current (AL Device) Control	I_{in}	15	–	±0.1	–	±0.00001	±0.1	–	±1.0	µAdc
Input Current (CL/CP Device) Control	I_{in}	15	–	±0.3	–	±0.00001	±0.3	–	±1.0	µAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)	C_{in}									pF
Control Input			–	–	–	5.0	7.5	–	–	
Switch Inputs		10	–	–	–	8.0	15	–	–	
Output Capacitance	C_{out}	10	–	–	–	8.0	–	–	–	pF
Feedthrough Capacitance	C_{in-out}	10	–	–	–	0.5	–	–	–	pF
Quiescent Current (AL Device)	I_Q	5.0	–	0.25	–	0.0005	0.25	–	7.5	µAdc
(Per Package)		10	–	0.50	–	0.0010	0.50	–	15	
		15	–	1.00	–	0.0015	1.00	–	30	
Quiescent Current (CL/CP Device)	I_Q	5.0	–	1.0	–	0.0005	1.0	–	7.5	µAdc
(Per Package)		10	–	2.0	–	0.0010	2.0	–	15	
		15	–	4.0	–	0.0015	4.0	–	30	
ON Resistance (AL Device)	R_{ON}	5.0	–	800	–	250	1050	–	1200	Ω
		10	–	400	–	120	500	–	520	
		15	–	220	–	80	280	–	300	
ON Resistance (CL/CP Device)	R_{ON}	5.0	–	880	–	250	1050	–	1300	Ω
		10	–	450	–	120	500	–	550	
		15	–	250	–	80	280	–	320	
ΔON Resistance Between Any Two of Four Switches	ΔR_{ON}	5.0	–	–	–	25	–	–	–	Ω
		10	–	–	–	10	–	–	–	
		15	–	–	–	5.0	–	–	–	
Input/Output Leakage Current Switch OFF (AL Device)	–	15	–	±100	–	±0.01	±100	–	±1000	nAdc
Input/Output Leakage Current Switch OFF (CL/CP Device)	–	15	–	±300	–	±0.01	±300	–	±1000	nAdc

*The formulas given are for the typical characteristics only.
T_{low} = -55°C for AL Device, -40°C for CL/CP Device.
T_{high} = +125°C for AL Device, +85°C for CL/CP Device.

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. For proper operation it is recommended that V_{in} and V_{out} be constrained to the range $V_{SS} \leq (V_{in}$ or $V_{out}) \leq V_{DD}$.
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

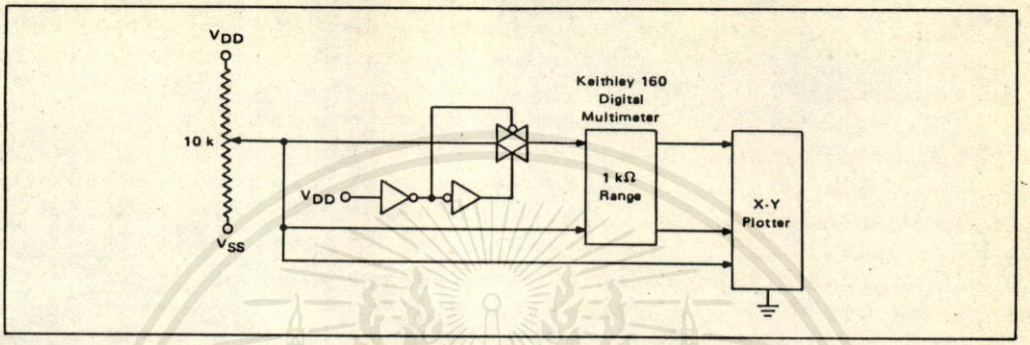
SWITCHING CHARACTERISTICS* (C_L = 50 pF, T_A = 25°C unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ	Max	Unit
Propagation Delay Times V_{SS} = 0 Vdc						
Input to Output (R_L = 10 kΩ)	t_{PLH}, t_{PHL}					ns
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.17 ns/pF) C_L + 15.5 ns		5.0	–	20	40	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.08 ns/pF) C_L + 6.0 ns		10	–	10	20	
t_{PLH}, t_{PHL} = (0.06 ns/pF) C_L + 4.0 ns		15	–	7.0	15	
Control to Output (R_L = 1 kΩ)						
Output "1" to High Impedance	t_{PHZ}	5.0	–	40	80	ns
		10	–	35	70	
		15	–	30	60	
Output "0" to High Impedance	t_{PLZ}	5.0	–	40	80	ns
		10	–	35	70	
		15	–	30	60	
High Impedance to Output "1"	t_{PZH}	5.0	–	60	120	ns
		10	–	20	40	
		15	–	15	30	
High Impedance to Output "0"	t_{PZL}	5.0	–	60	120	ns
		10	–	20	40	
		15	–	15	30	
Sine Wave Distortion V_{SS} = -5 Vdc (V_{in} = 1.77 Vdc, RMS Centered @ 0.0 Vdc, R_L = 10 kΩ, f = 1.0 kHz)	–	5.0	–	0.1	–	%
Frequency Response (Switch ON) V_{SS} = -5 Vdc	–	5.0	–	65	–	MHz
(R_L = 1 kΩ, 20 Log_{10} $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ = -3 dB)						
Feedthrough Attenuation (Switch OFF) V_{SS} = -5 Vdc	–	5.0	–	1.0	–	MHz
(R_L = 1 kΩ, 20 Log_{10} $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ = -50 dB)						
Crosstalk Between Any Two Switches V_{SS} = -5 Vdc	–	5.0	–	8.0	–	MHz
(R_L = 1 kΩ, 20 Log_{10} $\frac{V_{out(B)}}{V_{in(A)}}$ = -50 dB, (Switch A ON, Switch B OFF)						
Crosstalk, Control Input to Signal Output V_{SS} = -5 Vdc	–	5.0	–	300	–	mV
Maximum Control Input Frequency V_{SS} = 0 Vdc	–	5.0	–	6.0	–	MHz
(20 Log_{10} $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ = -6 dB)		10	–	8.0	–	
		15	–	8.5	–	

*The formulas given are for the typical characteristics only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 – CHANNEL RESISTANCE (R_{ON}) TEST CIRCUIT



TYPICAL RESISTANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 8 – V_{DD} = 7.5 V, V_{SS} = -7.5 V

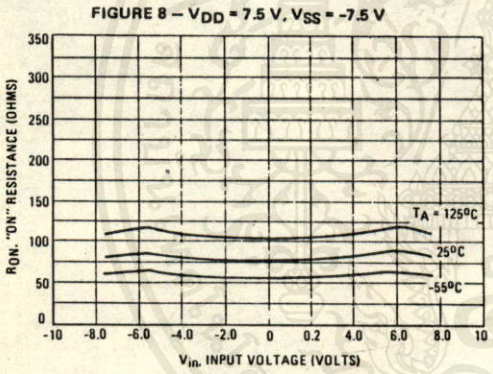


FIGURE 9 – V_{DD} = 5.0 V, V_{SS} = -5.0 V

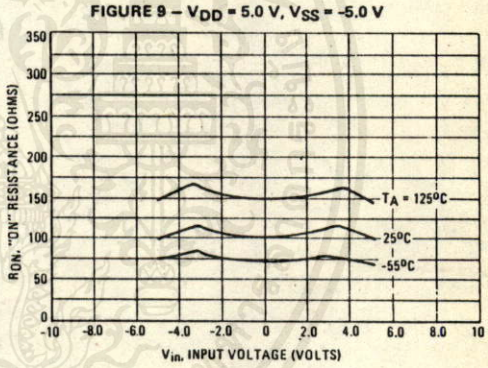


FIGURE 10 – V_{DD} = 2.5 V, V_{SS} = -2.5 V

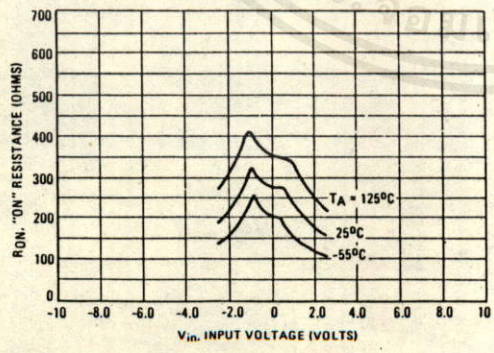
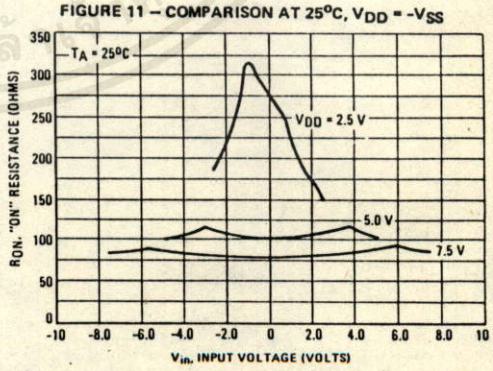


FIGURE 11 – COMPARISON AT 25°C, V_{DD} = -V_{SS}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14066B

TEST CIRCUITS

FIGURE 1 – INPUT VOLTAGE

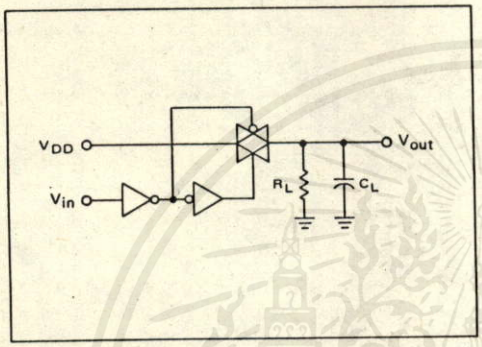


FIGURE 2 – PROPAGATION DELAY TIME, CONTROL TO OUTPUT

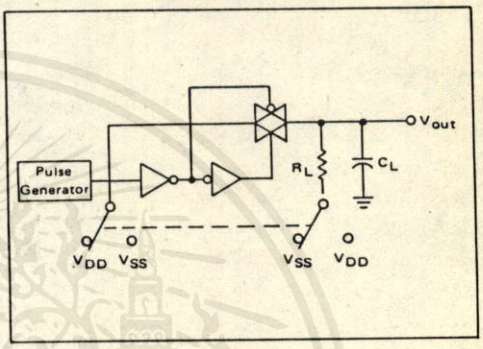


FIGURE 3 – BANDWIDTH AND FEEDTHROUGH ATTENUATION

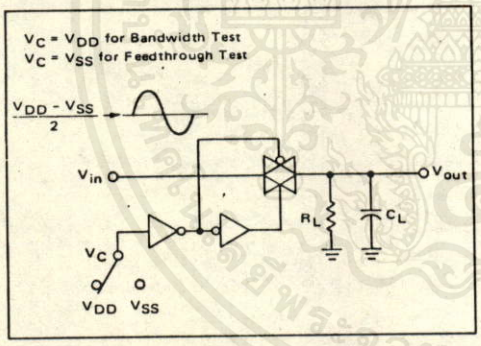


FIGURE 4 – CROSSTALK BETWEEN ANY TWO SWITCHES

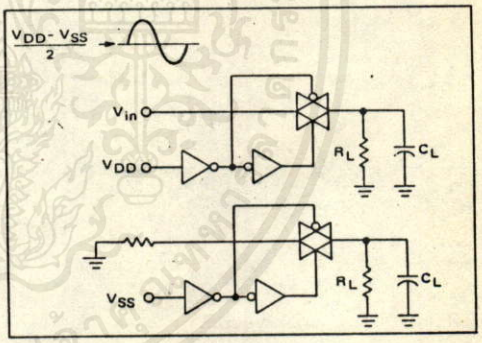


FIGURE 5 – CROSSTALK, CONTROL TO OUTPUT

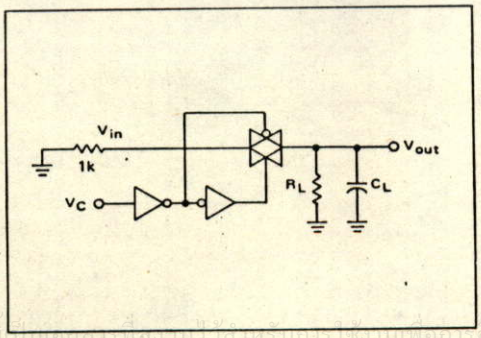
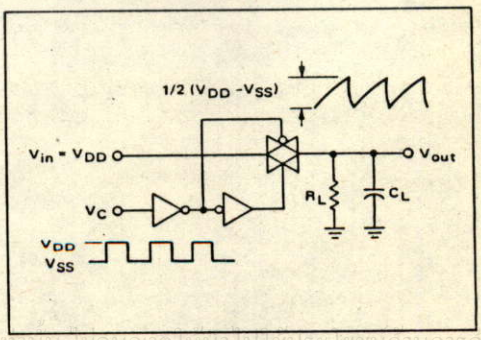


FIGURE 6 – MAXIMUM CONTROL FREQUENCY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

1-4-1

ไจเรเตอร์ชนิดปรับได้

Tunable Gyrator

ปราโมทย์ วาดเขียน (B. Sc)
สมผล โกศัลวิตร์ (M.Eng)
วิวัฒน์ กิรานนท์ (D.Eng)
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ไจเรเตอร์ชนิดปรับได้ สามารถถูกสร้างขึ้นได้จาก OTA การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชั่นสามารถทำได้อย่างชนิดเชิงเส้น มันจึงคาดหมายได้ว่า วงจรนี้จะสามารถประยุกต์ใช้ได้ดี ในหลายรูปแบบ เช่น ใช้ในวงจรออสซิเลเตอร์ หรือวงจรฟิลเตอร์ ซึ่งใช้การควบคุมโดยโวลเตจหรือกระแส ฯลฯ วิธีการชดเชยอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีต่อวงจรไจเรเตอร์นี้ได้ถูกเสนอแนะไว้ด้วย.

Abstract

Tunable gyrator circuit, using OTA, is realised. The linearly tunable gyration coefficients are expected to find attractive applications in voltage/ current - controled oscillators, filters etc. A temperature compensation scheme for the gyrator circuit is also introduced.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

Operational Transconductance Amplifier (OTA) เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้า ซึ่งกำลังได้รับความสนใจในปัจจุบัน เพราะมันสามารถนำไปสร้างวงจรที่สามารถปรับค่าต่าง ๆ โดยทางอีเลคทรอนิกได้มากมาย ยกตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่[1]-[3], วงจรออสซิเลเตอร์[4] และวงจรอื่น ๆ[5]-[7]

ในบทความนี้ได้เสนอวิธีสร้างไจเรเตอร์ จาก OTA ซึ่งวงจรเบื้องต้นนั้นใช้อุปกรณ์เพียง OTA สองตัวเท่านั้น นับได้ว่ามีจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้น้อยที่สุดก็ว่าได้ อย่างไรก็ตามเพราะอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิมีผลต่อการทำงานของวงจร ดังนั้นเราจึงได้เสนอวิธีการชดเชยอิทธิพลจากการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิของวงจรไว้

วงจรที่เสนอนี้ สามารถนำไปใช้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์และวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์ ทั้งชนิดบวกและลบ ซึ่งสัมประสิทธิ์ของการแปลงค่าอิมพีแดนซ์นี้สามารถควบคุมได้โดยวิธีการแบบอีเลคทรอนิก คือใช้การควบคุมค่าของกระแสไบอัสเป็นตัวควบคุมค่าสัมประสิทธิ์ได้ทั้งสิ้น

2. วงจรไจเรเตอร์

Chain matrix ของวงจรไจเรเตอร์ชนิดอินเวอเตอร์นั้น มีลักษณะดังต่อไปนี้คือ [8]

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & K_1(s) \\ K_2(s) & 0 \end{bmatrix} \qquad 2.1$$

ซึ่งในที่นี้ $K_1(s)$ และ $K_2(s)$ คือสัมประสิทธิ์ของอัตราไจเรชั่นอาจเป็นได้ทั้งเลขจริงหรือเป็นฟังชั่นเชิงเส้นของความถี่ผสม s หรือ s^{-1} ก็ได้

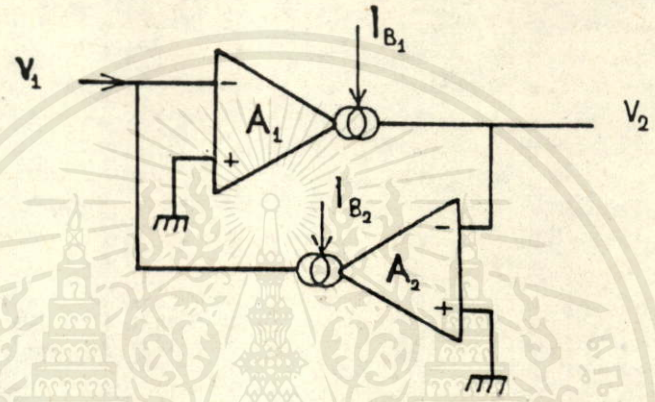
จากการวิเคราะห์วงจรที่เสนอในรูป 2.1 เราจะพบว่า chain matrix ของวงจรมีค่าเป็น

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{g_{m_1}} \\ g_{m_2} & 0 \end{bmatrix} \qquad 2.2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-4-3

โดยในที่นี้ค่า g_{m_1} และ g_{m_2} คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA1 และ OTA2 ตามลำดับ



รูป 2.1 วงจรไจเรเตอร์ที่ยังไม่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอิทธิพลของอุณหภูมิ

เนื่องจากค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA สามารถปรับได้ โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B[6] กล่าวคือ

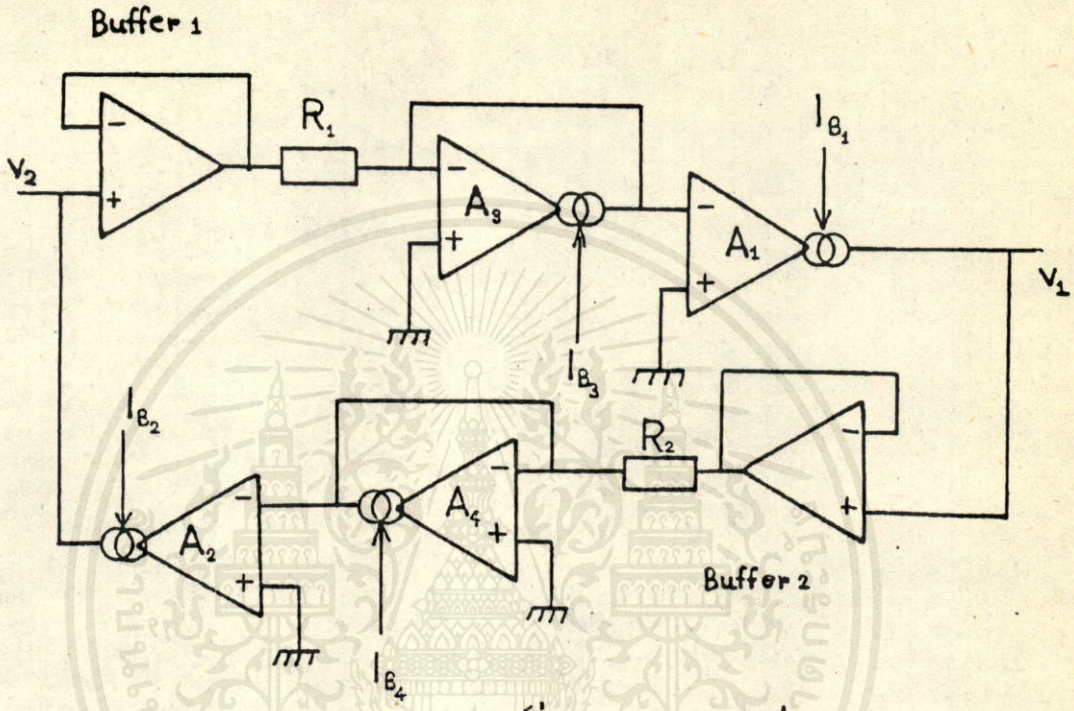
$$g_m = I_B / 2V_T \qquad 2.3$$

โดยที่ V_T คือ thermal voltage ซึ่งมีค่าประมาณ 26 mV. ที่ 25°C ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิของอัตราไจเรชั่นได้ โดยการปรับค่า I_B ของ OTA ในวงจรตามรูป 2.1 นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วงจรไจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

จากสมการ (2.2) และ (2.3) เราจะพิจารณาได้ว่า สัมประสิทธิของอัตราไจเรชั่นของวงจร มีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิอยู่ เพื่อลดอิทธิพลการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมินั้น จึงได้ทำการเพิ่มเติมส่วนประกอบของวงจรเข้าไปอีก ดังแสดงในรูป 3.1



รูป 3.1 วงจรไจเรเตอร์ที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ

การวิเคราะห์วงจรตามรูป 3.1 ทำให้เราทราบว่า chain matrix ของวงจรนี้มีดังแสดงตามสมการ (3.1)

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{1 + g_{m_3} R_1}{g_{m_1}} \\ \dfrac{g_{m_2}}{1 + g_{m_4} R_2} & 0 \end{bmatrix} \qquad 3.1$$

จะเห็นได้ว่า ถ้า $g_{m_3} R_1 \gg 1$ และ $g_{m_4} R_2 \gg 1$ สมการ (3.1) จะกลายเป็น

$$[F] \doteq \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{g_{m_3}}{g_{m_1}} \cdot R_1 \\ \dfrac{g_{m_2}}{g_{m_4} \cdot R_2} & 0 \end{bmatrix} \qquad 3.2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-4-5

หรือ

$$[F] = \begin{pmatrix} 0 & \frac{I_{B_3}}{I_{B_1}} \cdot R_1 \\ \frac{I_{B_2}}{I_{B_4} \cdot R_2} & 0 \end{pmatrix} \qquad 3.3$$

จากสมการ (3.3) จะพบว่าเราสามารถลดอิทธิพลของอุณหภูมิออกไปได้ตามต้องการ

4. <u>ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน</u>

ถ้าเราเอาอิมพีแดนซ์มีค่า Z_L มาต่อไว้ทางขั้ว 2-2′ เราจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไประหว่างขั้ว 1-1 มีค่าเป็น

$$Z_{11}' = \frac{I_{B_3} \cdot I_{B_4}}{I_{B_1} \cdot I_{B_2}} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{Z_L}$$

เราจะพบว่าถ้าเราคิดว่า Z_L คือตัวภาระ วงจรนี้ก็จะทำหน้าที่เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์ ตามคุณสมบัติของไจเรเตอร์ โดยทั่วไป แต่ถ้าใช้ R_3 ต่อเข้าแทน Z_L ที่ขั้ว 2-2′ และใช้ Z_L ต่อแทน R_2 เราจะได้

$$Z_{11}' = \frac{I_{B_3} \cdot I_{B_4}}{I_{B_1} \cdot I_{B_2}} \cdot \frac{R_1}{R_3} Z_L$$

ซึ่งเราจะพบว่าวงจรนี้ใช้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์ได้

ในกรณีที่เราต้องการทำให้เป็นวงจรอิมพีแดนซ์อินเวอเตอร์หรือ วงจรอิมพีแดนซ์คอนเวอเตอร์ชนิดลบ เราก็สามารถทำได้โดยง่ายโดยการสับเปลี่ยนการต่อขั้วอินพุทของ OTA เสียตัวใดตัวหนึ่ง เช่นการต่อขั้วบวกของ OTA_1 ลงกราวด์แทนขั้วลบดังนี้เป็นต้น ซึ่งในกรณีดังกล่าวเราจะได้ chain matrix ตาม (3.3) กลายเป็น

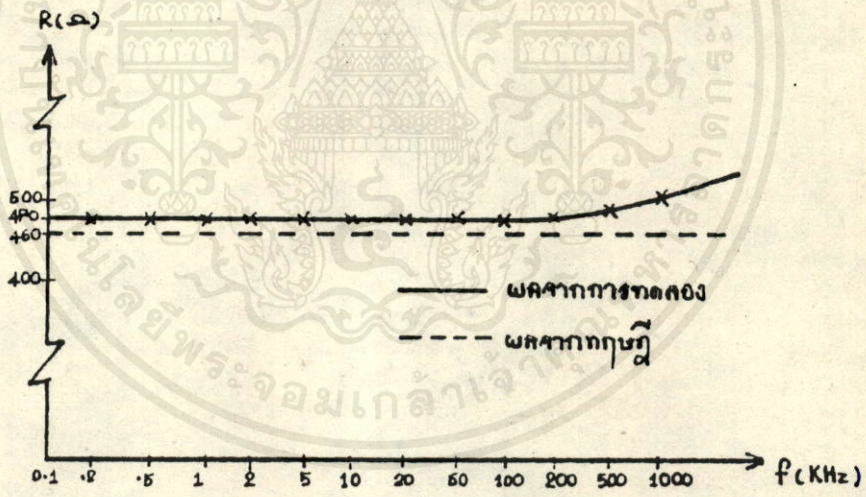
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-4-6

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{I_{B_3}}{I_{B1}} \cdot R_1 \\ \frac{I_{B_2}}{I_{B4}} \cdot R_2 & 0 \end{bmatrix} \qquad (4.3)$$

5. ผลการทดลองและสรุปผล

ได้ทำการทดลองต่อวงจรตามรูป 3.1 โดยใช้ค่า OTA เบอร์ LM13600, Op-Amp เบอร์ μA741, $R_1 = R_2 = 5k\Omega$ $I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = I_{B4} \doteq 200\mu A$ และต่อตัวภาระ RL = 56kΩ จะได้ ค่าความต้านทานอินพุท ซึ่งมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ดังแสดงในรูป 5.1



รูป 5.1 ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์

จากผลการทดลองจะเป็นได้ว่าวงจรสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี

6. เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. MALVAR, H.S. : "Electronically tunable active filter with operational transconductance amplifiers"., IEEE Trans., 1982, CAS-29,. PP. 333-336

2. AHMED, M.T. : "Realisation of electronically tunable OTA based multifunctional filter". Proc. IEEE int. conf. on computers, systems and signal processing, 1984, 3, PP. 1378-1382

3. NEDUNGADI, A.P. : "High-Frequency Voltage-controlled continuous -time lowpass filter using linearlised (MOS integrators", Electron. Lett., 1986, 14, PP. 729-730

4. KHAN. I.A., : "Integrable wide range voltage/current controlled oscilator for instrumentation applications". Proc. 4th all India seminar on instrumentation, 1985, PP. 18-19

5. KHAN. I.A., : "OTA-based integrable voltage/current controlled ideal c-multipler: Electron. Lett., 1986, 7, PP. 365-366

6. MARTINEZ. J.S., "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and tunperature-compensated." Electron. Lett., 1986, 11, PP. 599-600

7. KHAN. I.A.: "Realization of tunable floating resistor.", Ibid., 1986, 15, PP. 799-800

8. OSOWSKI. S., "Novel realisation of convertor-type gyrator.", Ibid., 1986, 8, PP. 424-425

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-2-1

วงจรคูณสัญญาณชนิดอานาลอกโดยใช้ OTA

Analog OTA Multiplier

ปราโมทย์ วาดเขียน (B.Sc.)
ทองทด วานิชศรี (B.Eng.)
วิวัฒน์ กิรานนท์ (D.Eng.)
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอวงจรคูณสัญญาณที่สร้างขึ้นจาก OTA วงจรนี้ดีกว่าวงจรที่เคยมีมาแล้ว เพราะการชดเชยอิทธิพลซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ทำได้สมบูรณ์กว่า และยิ่งไปกว่านั้น วงจรนี้ใช้ตัวความต้านทานเพียงสองตัวเท่านั้น

Abstract

An analog multiplier with operational transconductance amplifiers (OTAs) is presented. It overcomes the previous OTA because of more complete temperature compensation. More over, the presented multiplier employs only two resistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

เป็นที่ทราบกันดีว่า วงจรคูณสัญญาณนั้นมีประโยชน์มากมาย เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้กับงานต่าง ๆ ได้หลายอย่าง เช่น ในการสร้างวงจรผสมสัญญาณชนิด AM, ในวงจรเปลี่ยนความถี่ (frequency converter), ในการสร้างวงจร phase comparator ซึ่งใช้กันอยู่ในวงจร phase-locked loop, ฯลฯ

เมื่อไม่นานมานี้ Martinez[2] ได้เสนอวิธีการสร้างวงจรคูณสัญญาณนี้จาก OTA (operational transconductance amplifier) โดยเขาได้ปรับปรุงสร้างวงจรของเขาขึ้นจากแนวความคิดของวงจรคูณสัญญาณที่มีอยู่ในหนังสือคู่มือการใช้อุปกรณ์ของบริษัท NS [1] ซึ่งตามหนังสือคู่มือนี้ วงจรดังกล่าวจะทำงานได้ถูกต้องดีก็ต่อเมื่อสัญญาณอินพุทจะต้องเป็นสัญญาณกระแส Martinez ได้ดัดแปลงใช้ OTA อีกตัวหนึ่งป้อนสัญญาณไปข้างหน้าแทนตัวความต้านทานในวงจรตามหนังสือคู่มือ [1] ทำให้วงจรทำงานได้ดีขึ้นกับสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณโวลเตจ

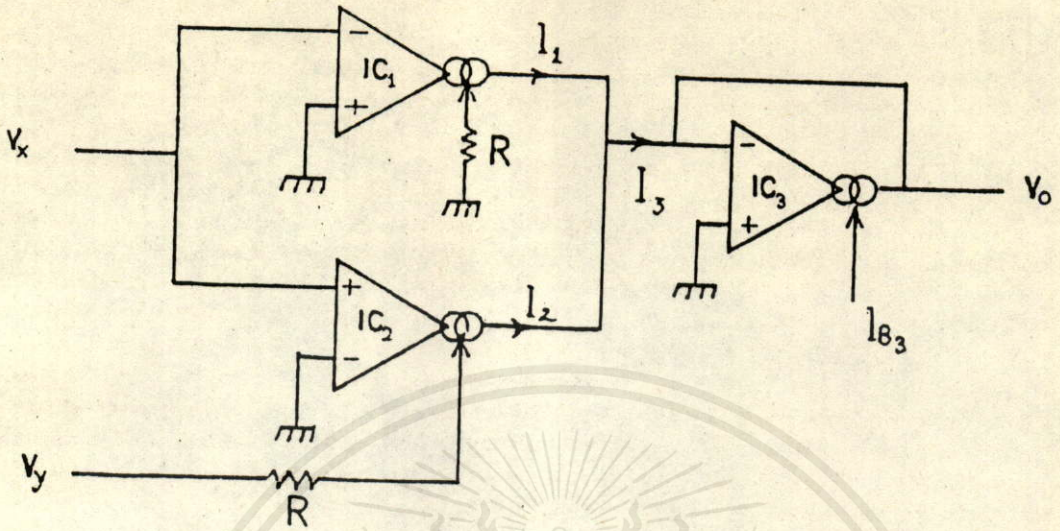
นอกเหนือจากนั้น Martinez ได้เสนอวิธีการลดอิทธิพลของการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิของผลคูณสัญญาณของวงจร อันเนื่องมาจากอุณหภูมิ โดยการใช้ OTA เพิ่มขึ้นมาอีกตัวหนึ่ง แต่อย่างไรก็ตามวงจรของ Martinez ก็ยังคงลดอิทธิพลอันเนื่องมาจากอุณหภูมิไม่ได้สมบูรณ์ เพราะความไว(sensitivity) ของสัมประสิทธิดังกล่าวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิยังมีค่าอยู่ (สมการ (8) ตาม [2])

บทความนี้ได้เสนอวิธีลดความไวของสัมประสิทธิของผลคูณของสัญญาณอันเนื่องจากอุณหภูมิของวงจรตามแนวความคิดของ Martinez (รูป 2 ตาม [2]) ให้มีค่าลดลงเป็นศูนย์อย่างสมบูรณ์ วงจรที่เสนอนี้ยังคงใช้จำนวน OTA เท่ากับ จำนวน OTA ในวงจรของ Martinez และสามารถลดจำนวนต้านทานลงได้อีก 2 ตัว

2. วงจรคูณสัญญาณ

เพื่อลดค่าอิทธิพลของอุณหภูมิจากวงจรคูณสัญญาณของ Martinez [2] เราได้ดัดแปลงวงจรขึ้นใหม่ ดังแสดงในรูป 2.1

ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.1 วงจรคูณสัญญาณที่ลดอิทธิพลของอุณหภูมิลงได้หมด

เพราะค่า transconductance; g_m ของ OTA มีค่าแปรผันขึ้นกับกระแสไบอัส I_B และ thermal voltage V_T [3] เราสามารถวิเคราะห์วงจรในรูป 2.1 หาได้ว่า

$$I_3 = I_1 + I_2$$

$$= \frac{1}{2V_T R} \cdot V_x V_y \qquad (2.1)$$

เราจะพบว่า I_3 นั้นแปรผันกับผลคูณของสัญญาณอินพุท V_x และ V_y ซึ่งถ้าเราขับ I_3 นี้ผ่านตัวความต้านทานเราก็จะได้สัญญาณโวลเตจเอาท์พุท ซึ่งขึ้นอยู่กับผลคูณของ V_x และ V_y ตามต้องการ แต่อย่างไรก็ตามค่าเอาท์พุทที่ได้นี้ยังคงมีอิทธิพลจากอุณหภูมิ ปรากฏอยู่ (มี V_T อยู่ในสมการ (2.1)) เพื่อกำจัดอิทธิพลของ V_T นี้ เราใช้ OTA_3 มาทำหน้าที่แทนตัวภาระดังแสดงในรูป 2.1 ซึ่งเราจะพบว่า

$$I_3 = g_{m3} V_c$$

$$= \frac{I_{B3} V_o}{2V_T} \qquad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า I_3 จากสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.1) แล้วจัดเทอมใหม่จะได้ว่า

$$V_o = \frac{1}{I_{B3}R} . V_x V_y \qquad (2.3)$$

เราจะพบว่าเราสามารถกำจัดอิทธิพลของอุณหภูมิจากสัญญาณเอาท์พุทได้โดยหมดสิ้น และเราจะพบว่าเราสามารถปรับค่าสัมประสิทธิของผลคูณของสัญญาณได้ด้วยวิธีการทางอีเลคทรอนิก คือ โดยการปรับค่าของกระแส I_{B3} ได้ด้วย

3. การทดลองและสรุปผล

ได้ทำการทดลองต่อวงจรตามรูป 2.1 โดยใช้ OTA เบอร์ LM13600 และ R = 330 KΩ โดยป้อนอินพุทเป็นคลื่นรูปไซน์และคลื่นรูปฟันเลื่อย ที่ความถี่ 150 Hz ปรากฏว่าได้ผลถูกต้อง เมื่อจัดกระแสออฟเซทของ OTA ให้เท่ากัน แต่ถ้ากระแสออฟเซทนี้ต่างกันเอาท์พุทจะมีลักษณะเพี้ยนไป อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่สูงขึ้นมาก ๆ ประมาณ 100 KHz สัญญาณเอาท์พุทจะผิดพลาดมาก โดยเฉพาะเวลาที่สัญญาณเอาท์พุทมีค่าแรง อย่างไรก็ตามเมื่อทดลองวงจรของ Martinez ก็ได้ผลในลักษณะเดียวกัน

สำหรับเรื่องอิทธิพลของอุณหภูมินั้นไม่สะดวกที่จะทดลองจึงยังไม่มีผลเปรียบเทียบที่แน่นอน แต่โดยเทียบกันทางทฤษฎีแล้ววิธีการที่ได้เสนอมานี้มีประสิทธิภาพในด้านการลดอิทธิพลของอุณหภูมิได้ดีกว่าวิธีการของ Martinez อย่างแน่นอน

4. เอกสารอ้างอิง

1. National Semiconductor., "Linear data book". National Semiconductor Corporation, 1982 PP. 10-242-273

2. MARTINEZ. J.S., "Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions and temperature-compensated. Electron. Lett. 1986, 11, PP. 599-600

3. GREBENE. A.B., "Bipolar and MOS analog integrated circuit design", John Wiley & Sons, 1984, PP. 380-383.

4. KHAN, I.A., "OTA - based integrable voltage/current controlled ideal C-multiplier., Electron. Lett., 1986, 7, PP. 365-366

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่

(Novel Inductance Simulation)

วิวัฒน์ กิรานนท์

ปราโมทย์ วาดเขียน

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่ ซึ่งมีพฤติกรรมอยู่ระหว่างการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่ออยู่กับกราวด์และขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว วงจรใช้เพียง OTA 2 ตัวกับตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์อีก 1 ตัวเท่านั้น การปรับค่าของค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสามารถทำได้ง่ายโดยการปรับค่า gm ของ OTA

Abstract

A novel inductance simulation is presented, its behaviour is between those of grounded inductance simulation and floating inductance simulation. The novel inductance simulation employs only 2 OTA's and 1 grounded capacitor. The inductance can be easily trimmed by adjusting gm's of OTA's

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

สมัยปัจจุบันความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีเกี่ยวกับวงจรรวม (integrated circuit) และการออกแบบฟิลเตอร์ (filter) ได้ก้าวรุดหน้าไปอย่างรวดเร็ว การใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (active elements) เข้ามาทำงานแทนขดลวดเหนี่ยวนำนั้นได้รับความนิยมอยู่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านความถี่ต่ำ เพราะจะทำให้ลดเนื้อที่ในการออกแบบวงจรลง วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการออกแบบวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ (active filter) คือการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำ (inductance simulation) [1] ซึ่งโดยทั่วไปนั้นจะมีการเลียนแบบอยู่สองชนิดคือ การเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่ออยู่กับกราวด์ (grounded inductance simulation) และการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว (floating inductance simulation) [2] - [4]

อย่างไรก็ตาม เราได้พบว่ามีวิธีการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งให้คุณสมบัติอยู่ระหว่างการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองชนิดโดยทั่วไปดังกล่าวแล้วนั้น กล่าวคือ วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดใหม่นี้ มีคุณสมบัติที่จะใช้แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดต่ออยู่กับกราวด์ได้เสมอทุกโอกาส และวงจรนี้ยังสามารถที่จะใช้แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวได้ เมื่อขดลวดเหนี่ยวนำนั้นต่ออยู่โดยตรงกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า (จะเป็น dependent voltage source หรือ controlled voltage source ก็ได้) แต่อย่างไรก็ตามถ้าต้องการจะใช้วงจรชนิดใหม่นี้แทนขดลวดเหนี่ยวนำในลักษณะลอยตัว ซึ่งไม่ได้ต่ออยู่โดยตรงกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้าแล้วจะต้องใช้วงจรชนิดใหม่นี้ 2 วงจรร่วมกันทำงานแทน ถึงกระนั้นก็ยังเป็นโชคดีอยู่ที่เมื่อวงจรชนิดใหม่นี้ทำงานร่วมกันภายใต้สมมุติฐานที่เหมือนกัน เราสามารถที่จะดัดแปลงวงจรให้ลดความสิ้นเปลืองของอุปกรณ์ลงได้

ในบทความนี้เราเรียกวงจรใหม่ของเราว่า วงจรขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว (unilateral inductor) ซึ่งใช้อักษรย่อแทนว่า UL

2. วงจรขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

แผนผังวงจรสำหรับขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียวนี้มีดังแสดงในรูป 1a วงจรจะใช้ OTA สองตัวกับตัวเก็บประจุ C เพียงอีกหนึ่งตัวเท่านั้น

โดยสมมุติว่าความต้านทานเข้าของ OTA มีค่าเป็นอนันต์และให้ g_{m_1} และ g_{m_2} คือค่าทรานสคอนดัคแตนซ์ของ OTA_1 และ OTA_2 ตามลำดับ เราจะได้

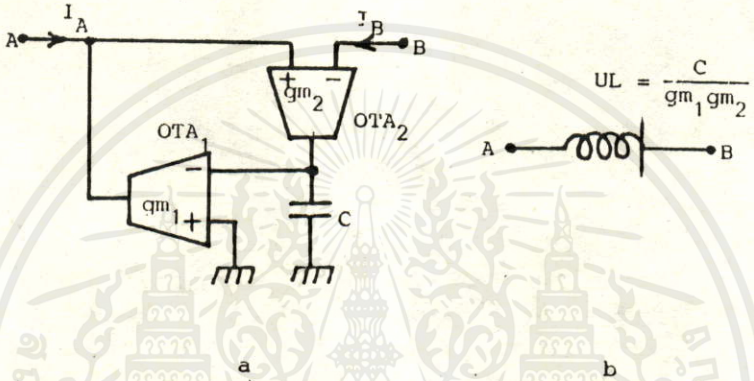
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-24

$$I_A = \frac{gm_1\, gm_2}{sC} (V_A - V_B) \quad (1)$$

และ

$$I_B = 0 \quad (2)$$



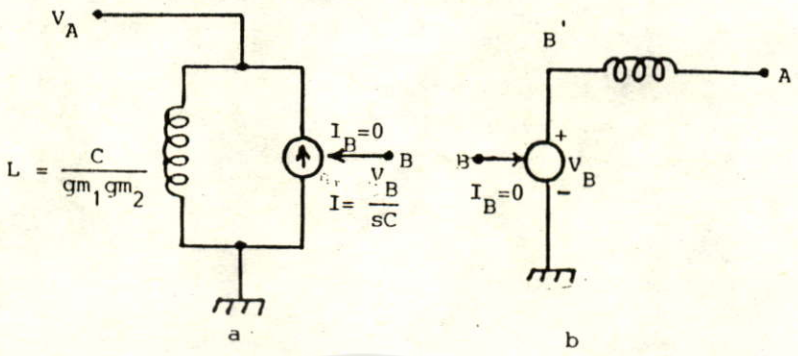
รูปที่ 1 ขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว

a. วงจร

b. สัญญลักษณ์

ซึ่งอธิบายความได้คือ เหมือนกับว่ามีขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำ $L = \frac{C}{gm_1\, gm_2}$ มาต่ออยู่ระหว่างโนด (node) A และโนด B โดยที่กระแสสามารถไหลผ่านเข้าออกโนด A ได้เพียงโนดเดียว แต่ไม่มีกระแสผ่านโนด B ดังนั้นเราจึงเรียกวงจรนี้ว่าวงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำทางเดียว ขอทำความเข้าใจไว้ ณ ที่นี้ว่าคำว่า "ทางเดียว" ในที่นี้หมายความถึงว่ามีกระแสไหลเข้าที่โนด A แต่ไม่มีกระแสผ่านโนด B มิได้มีความหมายว่ากระแสมีการไหลทางเดียวจาก A ไปออกที่ B ได้เท่านั้น ดังเช่นกรณีของวงจรเรคติไฟร์ (rectifier) และเป็นการแน่นอนว่าถ้าเรามองดูจากสมการ (1) ในอีกนัยหนึ่งเรายอมอธิบายความได้ว่า วงจรนี้คือวงจรตัวกำเนิดไฟฟ้าที่มีตัวควบคุม (controlled source) ชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมกระแส (VCCS) ซึ่งมี 3 ขั้ว (terminal) ซึ่งมีวงจรสมมูลย์ดังในรูป 2a ซึ่งสามารถแปลงเป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าชนิดศักดาไฟฟ้าควบคุมศักดาไฟฟ้า (VCVS) ได้ดังแสดงในรูป 2b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



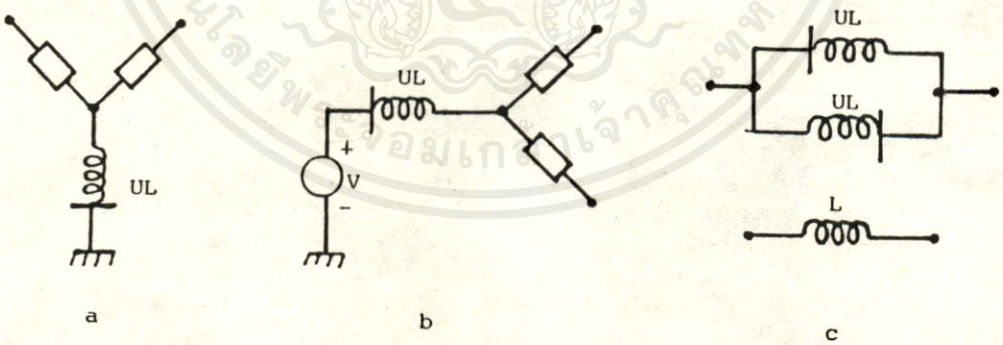
รูปที่ 2 วงจรสมมูลย์ของวงจรรูป 1a

a แบบ VCCS และ b แบบ VCVS

3. การประยุกต์ใช้งาน

โดยอาศัยการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ตามรูป 2 เราสามารถนำ UL ไปใช้งานได้ใน 3 รูปแบบดังแสดงในรูป 3 คือ

a. ใช้ในลักษณะขดลวดต่ออยู่กับกราวด์ ดังแสดงในรูป 3a จะเห็นว่า UL ทำหน้าที่เหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ธรรมดาทุกประการ เพราะถ้าเราพิจารณาจากวงจรสมมูลย์ตามรูป 2 จะเห็นว่า เมื่อ $V_B=0$ ตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้าก็จะหมดอิทธิพลไปจากวงจร

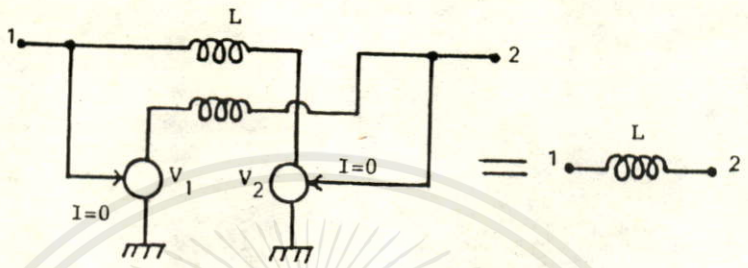


รูปที่ 3 การใช้งานของ UL 3 ลักษณะ

b. ใช้ในลักษณะขดลวดลอยตัวที่ต่ออยู่กับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า ดังรูป 3b จะเห็นว่าถ้าพิจารณาจากวงจรสมมูลย์ตามรูป 2b แล้ว วงจร UL ยังสามารถปฏิบัติตัวได้ดี โดยที่ UL จะไม่ดึงกระแสจากตัวแหล่งกำเนิดไฟฟ้า V เลย

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

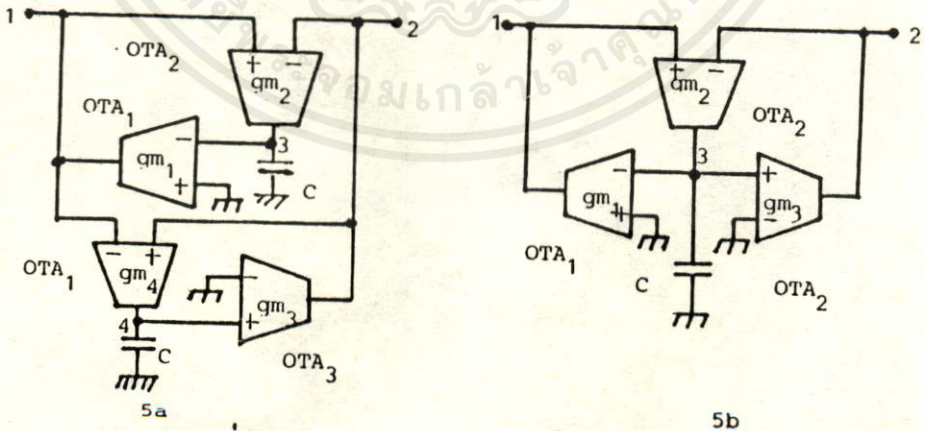
c. ใช้ในลักษณะขดลวดลอยตัวโดยธรรมดาทั่วไปตามรูป 3c สามารถทำได้โดยนำUL สองชุดมากลับหัวท้ายต่อกัน ซึ่งเมื่อเขียนเป็นวงจรสมมูลย์แล้วจะมีลักษณะดังแสดงในรูป 4 ซึ่งจะเห็นว่าได้ว่ามันมีคุณสมบัติเหมือนขดลวดเหนี่ยวนำ L ธรรมดาตัวหนึ่งเท่านั้น



รูปที่ 4 วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำตามรูป 3c

4. การดัดแปลงวงจรแทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

เมื่อ UL แทนขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว ลักษณะของการต่อวงจรจะเป็นดังแสดงในรูป 5a นั้น ถ้า $gm_2=gm_4$ และ $gm_1=gm_3$ เราสามารถจะดัดแปลงวงจรให้เหลือเพียงวงจรง่าย ๆ ดังแสดงในรูป 5 b ได้ (ดูการพิสูจน์ในภาคผนวก) ซึ่งทำให้เราสามารถลดจำนวนอุปกรณ์คือ OTA และตัวเก็บประจุได้อีก การใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวนี้ทำให้เราไม่ต้องเป็นภาระในการหาตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากันสองตัว ซึ่งอาจจะเกิดปัญหาทางปฏิบัติขึ้นได้



รูปที่ 5 วงจรเสียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัว

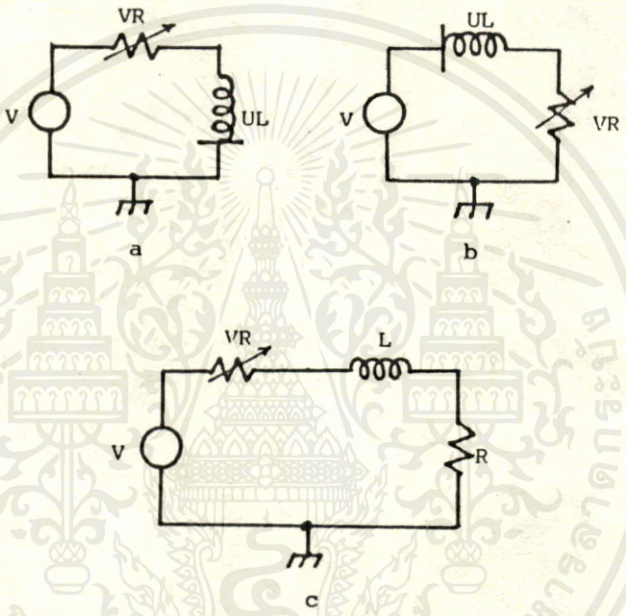
a วงจรที่ใช้ UL เดิม

b วงจรที่ได้ดัดแปลงแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ผลการทดลอง

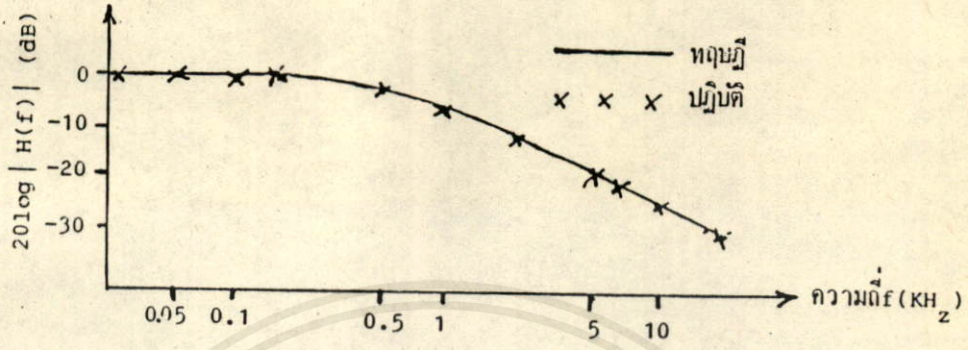
ได้ต่อวงจร UL โดยใช้ IC เบอร์ LM3080, ใช้ C=0.1 μF เมื่อปรับค่า gm ของ OTA ให้ได้ $10^{-4}\Omega^{-1}$ แล้วจะได้ค่า UL=10H ได้นำวงจรนี้ต่อใน 3 ลักษณะตามรูป 6 และทำการวัดค่าเวลา



รูปที่ 6 วงจรเพื่อการทดลอง

คงตัว (time constant) ของวงจรโดยใช้สัญญาณเข้าเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขนาด 50 mV_{p-p} ความถี่ 500 Hz ผลการทดลองที่ได้มีค่าผิดพลาดจากค่าที่ได้คำนวณตามทฤษฎีไม่ถึง 3% ซึ่งค่าผิดพลาดนี้ส่วนหนึ่งเกิดขึ้นจากความละเอียดในการวัดค่าด้วย และการวัดค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นคือ อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าคร่อม VR ต่ออินพุท V ของวงจรตามรูป 6b ซึ่งมีการต่อ UL อยู่ในลักษณะลอยตัว ติดกับตัวแหล่งกำเนิดศักดาไฟฟ้า อันเป็นคุณสมบัติเด่นของการประยุกต์ใช้ UL เมื่อปรับให้ค่า VR = 37.7kΩ จะได้ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่น H ที่แปรผันตามความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 7 ซึ่งมีลักษณะเป็น Lowpass filter ที่ตรงตามทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของวงจรตามรูป 6b

6. สรุปผล

วงจร UL นี้สามารถที่จะสร้างได้โดยวงจรที่มีส่วนประกอบน้อยชิ้นสามารถใช้ได้ดีที่ความถี่ AF การปรับค่าสามารถทำได้โดยวิธีการทางอิเลคทรอนิคส์ เพราะสามารถทำได้โดยการปรับค่า gm ผ่านการปรับกระแสไบอัสของ OTA และแม้ว่าการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำชนิดลอยตัวโดยทั่วไปจะต้องใช้ UL ถึง 2 ชุด แต่วงจรที่เกิดขึ้นก็สามารถที่จะดัดแปลงให้ง่ายเข้าโดยเพิ่ม OTA ขึ้นจากวงจร UL เพียงตัวเดียวเท่านั้น

เพราะการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำมี 3 ลักษณะดังกล่าวแล้ว ดังนั้นการเลือกใช้วงจรเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่เหมาะสมจึงมีประโยชน์ในทางปฏิบัติอย่างยิ่ง ซึ่งนับได้ว่าเราได้เสนอแนวความคิดใหม่ให้กับขบวนการเลียนแบบขดลวดเหนี่ยวนำก็ว่าได้

7. เอกสารอ้างอิง

1. Mitra, S.K.; "Active Inductorless filter", IEEE press, 1971.

2. Yanagisawa, T., and kawashima, Y.; "Active gyrator" Electron. letters : vol3, 1967 p.105-107

3. Deboo, C.T.; "Application of gyrator type cct. to realize unground inductors" IEEE Trans Circuit Theory, vol14, 1967, p.101-102

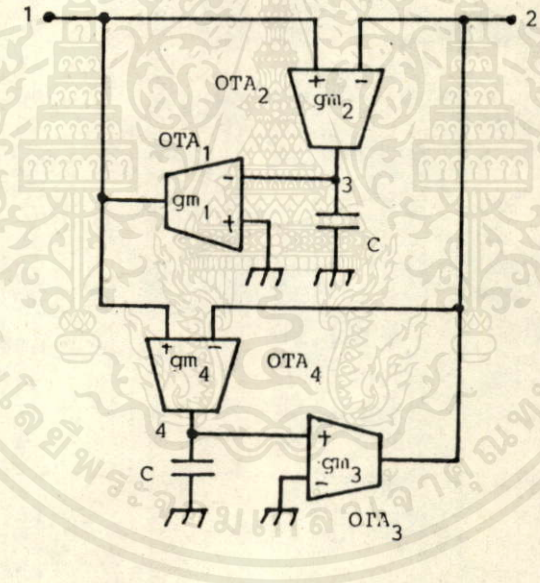
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Riordun R.S.H.; "Simulate inductors using differential amplifiers", Electron. letters, vol3 1967, p.50-51

5. Wilson.G.; "A Unilateral Capacitance element and its application in low frequency RC Active Filter" Electron. letters, vol.127, 1980, p.13-15

8. ภาคผนวก

การดัดแปลงเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์จากรูป 5a เป็นรูป 5b สามารถทำได้โดยอาศัยหลักการต่อไปนี้คือ รูป5a สามารถที่จะแทนได้โดยวงจรในรูป 8 เพราะไม่ทำให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรทั้งสองนั้นต่างกันแต่ประการใดเลย



รูปที่ 8 วงจรที่ดัดแปลงจากรูป 5b โดยการเปลี่ยนขั้วของ OTA

จะพบจากรูป 8 ว่า ถ้า $gm_2 = gm_4$ ค่าศักดาไฟฟ้าที่โนด 3 จะเท่ากับศักดาไฟฟ้าที่โนด 4 ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีกระแสไหลเข้าขั้วด้านสัญญาณเข้าของ OTA_3 เลย ดังนั้นเราจึงสามารถย้ายขั้วด้านสัญญาณเข้าของ OTA_3 ไปไว้ที่โนด 3 ได้ และ OTA_4 ก็จะไม่มีความสำคัญอะไร ดังนั้นวงจรรูป 8 จึงสามารถใช้วงจรรูป 5b แทนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวัดความถี่ซึ่งมีการกระเพื่อมของเอาท์พุทต่ำ

(Frequency Meter with Low Output Ripple)

วิวัฒน์ กิรานนท์

ปราโมทย์ วาดเขียน

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

วงจรเครื่องวัดความถี่นี้ ให้การกระเพื่อม (ripple) ของสัญญาณออกมีค่าต่ำมาก ทางทฤษฎีกล่าวได้ว่า การกระเพื่อมนี้มีค่าเป็นศูนย์ วงจรนี้มีอัตราการแปลงค่าจากความถี่สู่ศักดาไฟฟ้าที่เป็นเชิงเส้นและที่ความถี่เฉพาะค่าหนึ่ง วงจรจะมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดได้ตามอุดมคติ วงจรนี้มีข้อดีเหนือวงจรแบบเก่าที่เราคุ้นเคยกันอยู่ ซึ่งมีค่าการกระเพื่อมของเอาท์พุทสูงและมีผลตอบสนองที่ค่อนข้างช้า

Abstract

A novel frequency meter circuit perform linear frequency to voltage comversion with very low output ripple, theoritically zero and ideal step response for particular operating frequency. This is superior to familiar frequency meter circuit which have large output ripple and essentially slow response.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

วงจรวัดความถี่ที่ใช้กันอยู่เดิมนั้น มีพื้นฐานอยู่บนวิธีการวัดค่ากระแสเฉลี่ยของสัญญาณความถี่ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุที่เรียกว่า scaling capacitor โดยคลื่นสัญญาณความถี่ที่เข้ามานี้จะต้องถูกจำกัดค่าศักดาไฟฟ้าให้เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างค่า 2 ค่า ซึ่งอาจจะได้มาจากการใช้วงจรทางอิเล็คทรอนิกส์มาตัด (clipped) ให้เป็นคลื่นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่สมมาตรกัน หรือการใช้วงจร zero crossing ดังนี้ เป็นต้น กระแสที่ผ่านวงจรนี้จะถูก rectified ทำให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลอยู่นี้ มีค่าแปรผันโดยตรงกับจำนวนประจุ ที่ถูกประจุลงบนตัวเก็บประจุนั้นในหนึ่งคาบเวลา (period) ของสัญญาณและความถี่ของสัญญาณนั้น ดังนั้น ค่ากระแสเฉลี่ยดังกล่าวนี้จึงสามารถใช้เป็นตัวชี้บอกถึงค่าความถี่ของสัญญาณนั้นได้ [1]-[3]

แม้ว่าการใช้ไดโอดชนิดกระแสคงที่ (constant current diode) สามารถช่วยปรับปรุงคุณสมบัติของเครื่องวัดความถี่ ตามหลักการดังกล่าวข้างต้นนี้ให้ดีขึ้นได้บ้าง [4] แต่สัญญาณออกที่ได้ก็ยังคงมีอัตราการกระเพื่อมของสัญญาณสูง โดยมีความถี่ของการกระเพื่อมเท่ากับความถี่ของสัญญาณเข้า ทำให้เกิดปัญหาในด้านการประยุกต์ใช้งานอยู่ ต่อมา Reynolds [5]ได้คิดระบบแปลงความถี่เป็นศักดาไฟฟ้า ทำให้เกิดการปรับปรุงประสิทธิภาพของการวัดความถี่ได้ดียิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามระบบวงจรของ Reynold ต้องใช้สวิทช์ 4 เฟส ซึ่งควบคุมโดย 2- bit counterที่ใช้ความถี่ของสัญญาณเข้าเป็นตัวควบคุมการทำงาน ซึ่งนับได้ว่ายุ่งยากซับซ้อนอยู่

บทความนี้ได้เสนอถึงระบบวงจรใหม่ที่ได้ทำการวิจัยมาโดยอาศัยหลักการป้อนกลับเช่นเดียวกับหลักการของ Reynolds แต่ระบบวงจรใหม่นี้มีข้อได้เปรียบทางปฏิบัติเหนือกว่าระบบวงจรของ Reynolds เพราะได้ใช้การเปรียบเทียบความแตกต่างของค่าศักดาไฟฟ้า แทนการหักล้างกันของประจุในตัวเก็บประจุ ซึ่งใช้เป็นตัวส่งถ่ายประจุรวมไปยังวงจรอินติเกรเตอร์ ทำให้เกิดความแน่นอนในการเปรียบเทียบได้ดียิ่งขึ้น และที่สำคัญก็คือ ระบบใหม่นี้ใช้เพียงสวิทช์ 2 เฟส ทำให้สามารถลดความซับซ้อนในระบบควบคุมสวิทช์ลง และไม่มีความจำเป็นจะต้องใช้ 2-bit counter ด้วย ยิ่งกว่านั้นจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบใหม่นี้ ยังมีจำนวนน้อยกว่าจำนวนสวิทช์ที่ใช้ในระบบของ Reynolds ด้วย

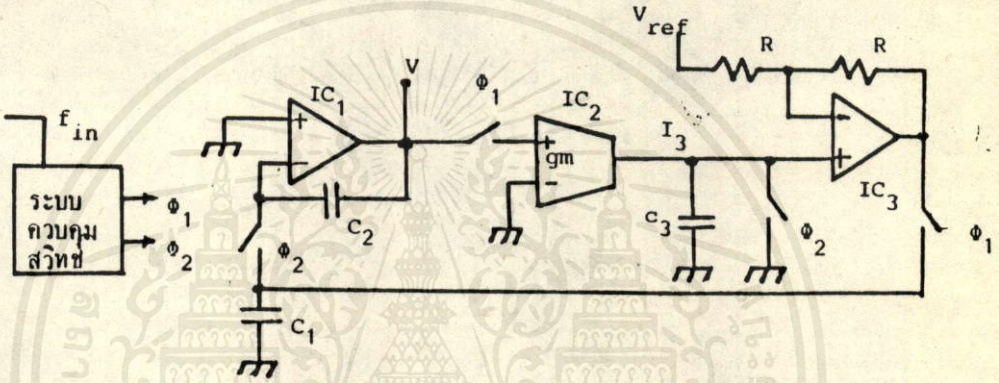
2. ระบบวงจรและการทำงาน

แผนผังระบบวงจรใหม่มีดังแสดงในรูปที่ 1 ส่วนประกอบที่สำคัญของระบบนี้แบ่งออกได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

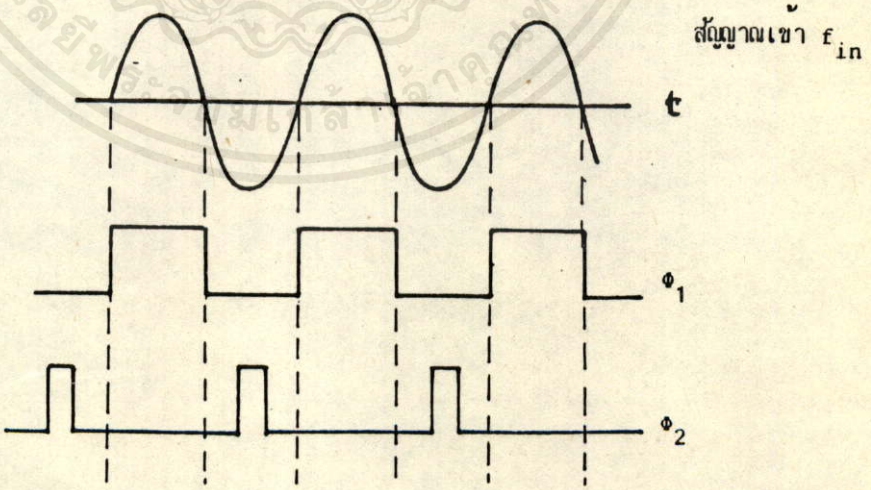
4 ส่วน คือ

1. วงจรอินทิเกรท ประจุ
2. ตัวแหล่งกำเนิดกระแสที่ถูกควบคุมโดยศักดาไฟฟ้า (VCCS) หรือ OTA
3. วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างของศักดาไฟฟ้า และ
4. วงจรระบบควบคุม Analog switch ซึ่งสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่ของสัญญาณเข้า



รูปที่ 1 ระบบวงจรใหม่สำหรับใช้วัดความถี่

ความสัมพันธ์ระหว่างเฟสการทำงานของสวิทช์ มีดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ของสัญญาณควบคุมสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาตามระบบวงจรในรูปที่ 1 ค่าสัญญาณออก v ของวงจรอินติเกรทประจุ (IC_1) ถูกกำหนดโดยประจุบน ตัวเก็บประจุ C_2 ค่าสัญญาณออก v นี้ จะส่งผลทำให้เกิดกระแส I_3 ไหลเข้าทำการประจุตัวเก็บประจุ C_3 ในช่วงการทำงานของเฟส Φ_1 ทำให้มีค่า Q_3 สูงสุดเท่ากับ $\frac{I_3T}{2}$ คูลอมบ์ (เมื่อ T คือคาบเวลาของสัญญาณเข้าตามรูปที่ 2) ค่าประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะสร้างศักดาไฟฟ้า V_3 ขึ้นเปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้า อ้างอิง V_{ref} ทำให้มีสัญญาณออกของ IC_3 เป็น V_d ซึ่งมีค่าเท่ากับ ($2V_3 - V_{ref}$) ค่า V_d นี้ จะเป็นตัวกำหนดค่าประจุ Q_1 บน C_1 ซึ่งจะถูกส่งผ่านไปรวมกับค่าประจุบน C_2 เพื่อทำการแก้ไขค่าสัญญาณออก v ให้ถูกต้อง เมื่อสวิทช์ทำงานตามเฟส Φ_2 เราจะเห็นได้ว่าระบบของวงจรนี้มีการทำงานในลักษณะของระบบสุ่มค่าสัญญาณป้อนกลับชนิดครบรอบ (Sample closed-loop feedback system) พฤติกรรมต่าง ๆ ของระบบตามขั้นตอนที่อธิบายมานี้จะเกิดวนซ้ำแล้วซ้ำอีกจนกระทั่งการทำงานของวงจรเข้าสู่สถานะคงตัว (Equilibrium state) คือไม่มีประจุ Q_1 บน C_1 ถูกส่งผ่านไปสู่ C_2 เลย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ V_d มีค่าเป็นศูนย์

การทำงานของระบบนี้อาจอธิบายความสัมพันธ์ในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังต่อไปนี้คือ

$$V_{i+1} = V_i - \frac{Q_{1i}}{C_2} \qquad \text{.....(1)}$$

$$Q_{1i} = C_1 V_{di} \qquad \text{.....(2)}$$

อักษรห้อย (subscript) i หมายถึง ลำดับครั้งของการทำงานซ้ำ (iteration number) ของค่าตัวแปรต่าง ๆ ในระบบ โดยกำหนดว่าค่า i เพิ่มขึ้นทุก ๆ ครั้งที่มีการส่งถ่ายประจุเรียบร้อยแล้วภายหลังการทำงานของสวิทช์ตามเฟส Φ_2

เมื่อวงจรทำงานสู่สถานะคงตัว V_{di} และ Q_{1i} มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้

$$V_{i+1} = V_i \qquad \text{.....(3)}$$

$$2V_{3i} = V_{ref} \qquad \text{.....(4)}$$

$$\frac{I_{3i}T}{C_3} = V_{ref} \qquad \text{.....(5)}$$

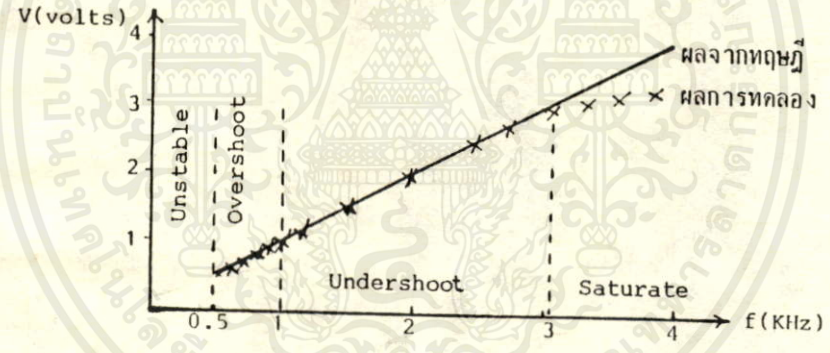
เพราะ $I_3 = gmV$ เมื่อ gm คือค่าทรานสคอนดักแตนซ์ของ OTA ดังนั้น เราจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของ C_1 และ C_2 ทำให้เกิดความสะดวกในการออกแบบระบบเครื่องวัดความถี่นี้

3. การทดลองและผล

ได้ทดลองต่อวงจรตามรูปที่ 1 โดยใช้ IC เบอร์ต่าง ๆ ดังนี้ คือ SCL 4066B, μA 741 และ LM 3080 สำหรับ analog switch, Op-amp และ OTA ตามลำดับ ใช้ค่า $C_1 = C_2 = C_3 = 0.1\mu F, R=1k\Omega, V_{ref}=1V$, แล้วปรับค่า gm ของ OTA เพื่อให้ได้ค่า $f_0 = 1$ kHz แล้วทำการวัดค่าผลตอบสนอง V ที่ความถี่ค่าต่าง ๆ และสังเกตคุณลักษณะของผลตอบสนองมีดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งจะเห็นว่ามีค่าใกล้เคียงทฤษฎีมากในบริเวณของ f_0 มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% เมื่อความถี่สูงขึ้นค่าศักดาไฟฟ้าของสัญญาณออกมีความแรงขึ้นมาก ใกล้พิกัดของสัญญาณเข้าของ OTA ทำให้เกิดข้อจำกัดของการใช้งานทำให้ค่าผิดพลาดจะเพิ่มมากขึ้นในบริเวณนี้



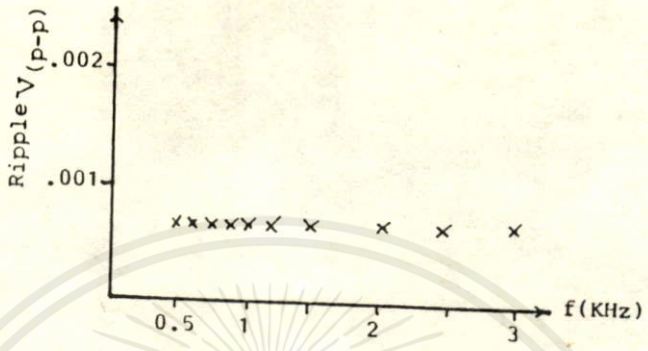
รูปที่ 3 คุณสมบัติของ f-V ของระบบ

ผลอีกประการหนึ่งที่ควรกล่าวถึงในที่นี้ก็คือ ระดับการกระเพื่อมของสัญญาณ สัญญาณออกนั้นมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับระดับไฟตรงของสัญญาณออก เหตุผลก็เนื่องมาจากมีการรั่วของประจุไฟฟ้าบนตัวเก็บประจุ C_2 ในระหว่างคาบเวลาของการทำงาน มีการกระเพื่อมคล้ายฟันเลื่อย โดยมีค่าสูงสุดดังแสดงในรูปที่ 4

จะเห็นได้ว่า วงจรใหม่นี้ทำงานได้ดีเมื่อเทียบกับผลทางทฤษฎี และถ้าใช้ VCCS ที่มีคุณภาพที่ดีมาแทน OTA จะทำให้เพิ่มระดับของสัญญาณออกได้ยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-62



รูปที่ 4 การกระเพื่อมของสัญญาณออก

4. เอกสารอ้างอิง

[1] Doeblin, E.O.,: 'Measurement System', McGraw-Hill, 1983, 3rd edn, pp.765-767.

[2] Millman, J., and Taub. H.,: 'Pulse, Digital and Switching Waveforms', McGraw-Hill, 1965, pp.712.

[3] Horowitz, P.H., and Hill, W.,: 'The Art of electronics', Cambridge University Press, pp.413, 1980.

[4] Rosenthal, L.A., 'Improve Frequency Meter Circuit' IEEE Trans., Instrument and Measurement, vol.26, No.4, pp. 421 , 1977.

[5] Reynolds, J.S., 'Frequency/Voltage Convertor with Low Output Ripple', Electronics Letters, vol.22, No.15, pp.783-784, 1986.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้